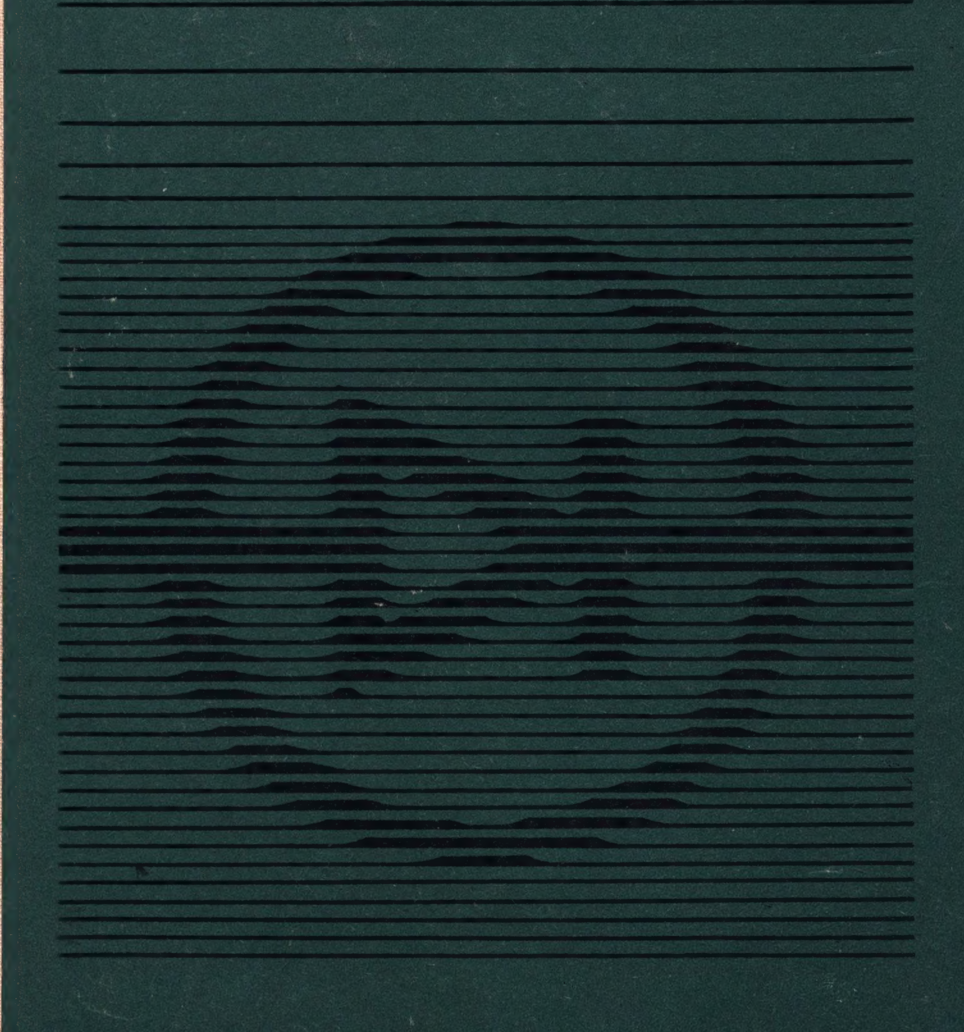
А. К. КРИШТАФОВИЧ

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА



А. К. КРИШТАФОВИЧ

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для средних специальных учебных заведений электронной промышленности



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1976

6ФО.3
К59
УДК 621.37(075.8)

Криштафович А. К.

К59 Промышленная электроника. Учебник для техникумов электронн. промышл. М., «Высш. школа», 1976.
288 с. с ил.

В книге рассмотрены принципы построения типовых радиоэлектронных устройств, основные процессы в колебательных цепях, методы преобразования, усиления и генерирования электрических сигналов, логические и выпрямительные устройства.

К $\frac{30407—349}{001(01)—76}$ 254—76 6ФО.3

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник написан в соответствии с программой курса «Промышленная электроника», утвержденной Министерством высшего и среднего специального образования СССР. Основное внимание уделено физическим основам работы элементов схем и устройств электронной аппаратуры, применяемой при производстве полупроводниковых и электровакуумных приборов.

Материал учебника тесно увязан с другими предметами и логически развивает сведения, усвоенные учащимися при их изучении. В необходимых случаях приводится дополнительный материал, изучение которого не предусмотрено программой.

Автор выражает глубокую признательность рецензентам В. В. Пичугину и В. М. Рубцову за внимательный просмотр рукописи, во многом содействовавший ее улучшению.

Критические замечания и предложения просим направлять по адресу: 103051, Москва К-51, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

ВВЕДЕНИЕ

Область науки и техники, занимающаяся созданием и применением различных устройств, на основе электронных, ионных и полупроводниковых приборов, носит название радиоэлектроники. Радиоэлектроника, помимо решения основных задач классической радиотехники находит все более широкое применение во всех областях науки и техники. Этому способствуют универсальность, высокая чувствительность, большое быстродействие и малые габариты устройств, использующих достижения радиоэлектроники. Без радиоэлектроники были бы невозможны применение искусственных спутников Земли, космические исследования, создание кибернетических устройств, автоматизация производственных процессов и научных исследований и многие другие достижения современной науки и техники.

Отрасль радиоэлектроники, занимающуюся применением в промышленных устройствах электронных схем, позволяющих осуществлять контроль, регулирование и управление производственными процессами, называют промышленной электроникой.

Обширный круг вопросов, входящих в понятие промышленной электроники, можно условно разделить на три группы:

1) электронные и полупроводниковые приборы, а также элементы электронных схем, на базе которых строятся все радиоэлектронные устройства;

2) основные устройства, служащие для генерирования, усиления и преобразования электрических сигналов различной формы, включая устройства питания;

3) системы и установки промышленной электроники, построенные на применении основных радиоэлектронных узлов и используемые в конкретной отрасли промышленности.

В соответствии с принятыми учебными планами средних специальных учебных заведений изучение этих трех групп вопросов проводится в рамках отдельных специальных предметов.

Электронные и полупроводниковые приборы изучаются в одном или даже двух специальных предметах, носящих соответствующие названия. Предмет «Промышленная электроника» включает изучение вопросов второй группы. Однако в связи с отсутствием специального предмета, изучающего радиодетали, основные сведения о них включены в программу этого курса. Этот предмет фактически включает основы классической радиотехники с некоторыми добавлениями и особенностями, связанными со спецификой использования радиоэлектронных устройств в промышленных целях.

Конкретные системы и установки промышленной электроники изучают в специальных предметах, перечень и программы которых определяются конкретной специальностью. К таким предметам относятся «Оборудование и технология производства электровакуумных приборов», «Технология и оборудование производства полупроводниковых приборов» и др.

Выступая с Отчетным докладом на XXV съезде, Генеральный секретарь ЦК КПСС Л. И. Брежнев говорил: «... динамичное и пропорциональное развитие общественного производства, повышение его эффективности, ускорение научно-технического прогресса, рост производительности труда, всемерное улучшение качества работы во всех звеньях народного хозяйства. Из всего этого и складывается главная задача десятой пятилетки... Резкое сокращение доли ручного труда, комплексная механизация и автоматизация производства становятся непременным условием экономического роста.»

Решение этих задач невозможно без быстрых темпов развития электроники, радиопромышленности, приборостроения, т. е. всего комплекса отраслей, создающих техническую базу для автоматизации производства и управления.

Радиоэлектроника и одна из ее областей — промышленная электроника — базируются на использовании переменных токов высокой частоты, начавшемся с изобретения радио.

Ряд теоретических и практических работ в области электричества и магнетизма, проведенных Х. Эрстедом, М. Фарадеем, Дж. Максвеллом, Г. Герцем и П. Н. Лебедевым, позволили создать теорию электромагнитного поля и экспериментально подтвердили существование электромагнитных волн. А. С. Попову принадлежит неоценимая заслуга первого практического применения этих явлений. День его публичного доклада на эту тему, 7 мая 1895 года, по праву считается днем рождения радио и всей радиотехники. Несмотря на отсталую техническую базу и недоверчивое отношение правительства царской России к открытию А.С. Попова, ему все же удалось сделать первые шаги по созданию аппаратуры радиосвязи, опередив передовые западные государства.

Настоящее развитие радиотехники в нашей стране началось только после Великой Октябрьской социалистической революции и особенно важным шагом в этом направлении был декрет «О централизации радиотехнического дела», подписанный В. И. Лениным 21 июня 1918 г. Созданная в том же 1918 году по указанию Владимира Ильича Нижегородская радиолаборатория объединила большинство крупнейших радиоспециалистов того времени под руководством одного из основоположников советской радиотехники — М. А. Бонч-Бруевича.

Уже в начале двадцатых годов в Советском Союзе была построена самая мощная в мире радиостанция, освоено производство генераторных и приемно-усилительных ламп, заложены основы теории полупроводниковых приборов, разработаны многочисленные схемы, методики их расчетов и методы радиоизмерений. Имена М. В. Шулейкина, А. Л. Минца, А. Ф. Шорина, В. П. Вологдина, В. А. Рожанского, В. К. Лебединского, В. В. Татаринова, Л. И. Мандельштама, Н. Д.

Папалекси, О. В. Лосева и многих других могут быть названы в числе тех, кто заложил основы отечественной радиоэлектроники.

В годы первых пятилеток в нашей стране была создана радиопромышленность, радиотехнические методы начали проникать в другие области науки и техники. Серьезное внимание обращалось и на применение радиотехники в военном деле (радиосвязь и радиолокация), что позволило в годы Великой Отечественной войны сделать радио основным видом связи в войсках и снабдить армию рядом образцов радиолокационных станций.

Послевоенные годы явились периодом бурного развития всей радиоэлектроники, которая стала одной из основ технического прогресса.

Академик А. И. Берг не без основания говорил, что культура страны, ее обороноспособность, производительность умственного и механического труда, а в нашей стране темпы движения к коммунизму — определяются в значительной мере уровнем развития всех областей радиотехники.

Осваивая новые области применения радио, советские ученые и радиоспециалисты продолжают непрерывно углублять теорию и совершенствовать практическое применение радиотехники.

Следует особо отметить большую роль радиоэлектроники в обеспечении высоких скоростей управления при весьма высокой точности. Космонавтика, ядерные исследования, вычислительная техника, энергетика, транспорт и многие другие отрасли промышленности широко применяют средства радиоэлектроники для управления и контроля самых различных процессов.

Основными задачами в ближайшем будущем являются дальнейшее ускорение внедрения достижения радиоэлектроники в народное хозяйство, повышение эффективности и научных исследований, совершенствование технологии производства радиотехнических и электронных изделий и систем, изыскание резервов повышения производительности труда, качества и надежности изделий, экономия материальных и трудовых ресурсов, совершенствование управления отраслями и предприятиями на основе широкого внедрения автоматических систем.

ГЛАВА I

ОСНОВНЫЕ УСТРОЙСТВА ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

---

§ 1.1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ТИПОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Основные области радиоэлектроники используют специфические устройства, которые могут быть представлены в виде обобщенных структурных схем.

Исторически первая задача радиоэлектроники — передача информации на большие расстояния — и в настоящее время остается одной из важнейших. Начало этой области было положено при передаче телеграфных сигналов на весьма скромные расстояния (первоначально вся радиоэлектроника ограничивалась этим применением и носила название радиотелеграфии). Однако за исключительно короткие промежутки времени возможности радиосвязи неизмеримо возросли. В настоящее время передача практически любой информации, включая изображения, осуществляется при помощи радиосвязи не только на десятки тысяч километров в пределах земного шара, но и на сотни миллионов километров при космических исследованиях.

Структурная схема радиосвязи соответствует приведенной на рис. 1.1. Информация, которая должна быть передана при помощи данного канала радиосвязи, поступает в преобразователь передающего устройства, где превращается в электрический сигнал определенной частоты.

В связи с тем что колебания, получаемые при преобразовании информации в электрическую форму, лежат в области сравнительно

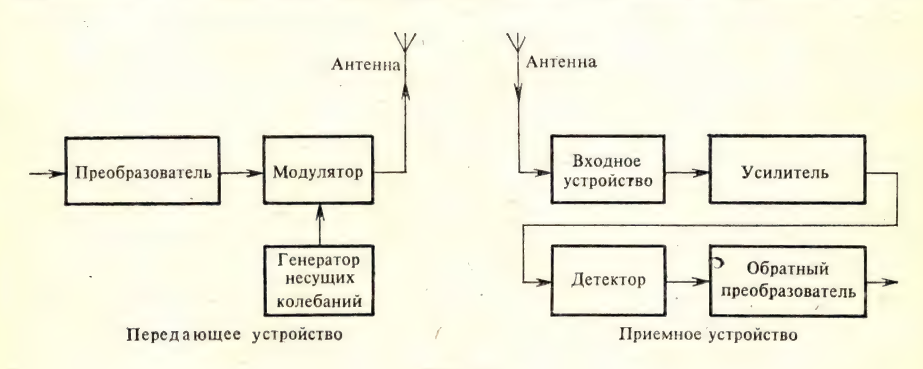


Рис. 1.1

низких частот (для звука — от единиц герц до 15—20 кГц, для изображения — от единиц герц примерно до 10 МГц), они непригодны для излучения и распространения в свободном пространстве. Частоты колебаний, используемых в радиосвязи в качестве несущих, начинаются от сотен килогерц при передаче звука и от десятков мегагерц при передаче изображения. Верхняя граница несущих частот уже достигла десятков гигагерц, а в специальных видах связи используются частоты светового диапазона (порядка миллиона гигагерц). Колебания несущей частоты вырабатываются специальным генератором.

Для передачи информации колебаниями несущей частоты им должны быть приданы признаки, характерные для данной информации. Такой процесс носит название модуляции и осуществляется в специальных устройствах — модуляторах (подробнее эти вопросы рассмотрены в § 3.1). Модулированные высокочастотные колебания излучаются в пространство передающей антенной.

В антенне приемного устройства наводится э. д. с. всех сигналов, распространяющихся в пространстве. Требуемый сигнал выделяется входным устройством и усиливается в усилителе, поскольку его мощность обычно очень мала. Затем происходит процесс, обратный модуляции, который называют детектированием (см. § 3.1). В результате на выходе детектора получается сигнал, соответствующий колебаниям, поступившим на вход модулятора. Превращается этот сигнал непосредственно в сигнал информации в обратном преобразователе, характер которого зависит от конкретных условий (репродуктор, электронно-лучевая трубка, буквопечатающая аппаратура и т. п.).

Отметим, что большинство приемных устройств построено не по приведенной схеме прямого усиления, а по более совершенной схеме супергетеродинного приема, которая будет подробно рассмотрена в § 3.2.

Одним из наиболее выдающихся достижений науки и техники является создание электронно-вычислительных машин. По своему значению для научно-технического прогресса появление и внедрение в практику электронно-вычислительных машин можно сравнить только с происшедшим около 200 лет назад переходом от ручного труда к машинному производству. За очень короткий срок, исчисляющийся примерно тридцатью годами, электронно-вычислительные машины прошли несколько «поколений», во много раз увеличив скорость вычислений и расширив области применения. Дальнейшее развитие этой области техники предусматривает непосредственную связь человека с машиной для максимального использования сочетания творческого потенциала мозга с быстродействием и точностью машинных расчетов.

Наиболее распространенные и универсальные цифровые вычислительные машины решают самые разнообразные задачи и используются в различных областях науки и техники.

Основной принцип действия таких машин заключается в разделении задачи, которую необходимо решить, на отдельные арифметические операции (сложение, вычитание, умножение и деление) и составлении программы вычислений, которую можно выполнять последовательно шаг за шагом. В соответствии с составленной

программой в машину вводятся команды, указывающие, какая арифметическая операция должна быть выполнена на данном этапе, с какими числами, из какой ячейки памяти следует взять эти числа и куда записать результат вычислений. Для введения в машину программа предварительно записывается на перфорированных или магнитных лентах при помощи определенного кода.

Обобщенная структурная схема электронной цифровой вычислительной машины приведена на рис. 1.2.

Входные устройства служат для введения в машину исходных числовых данных и программы вычислений.

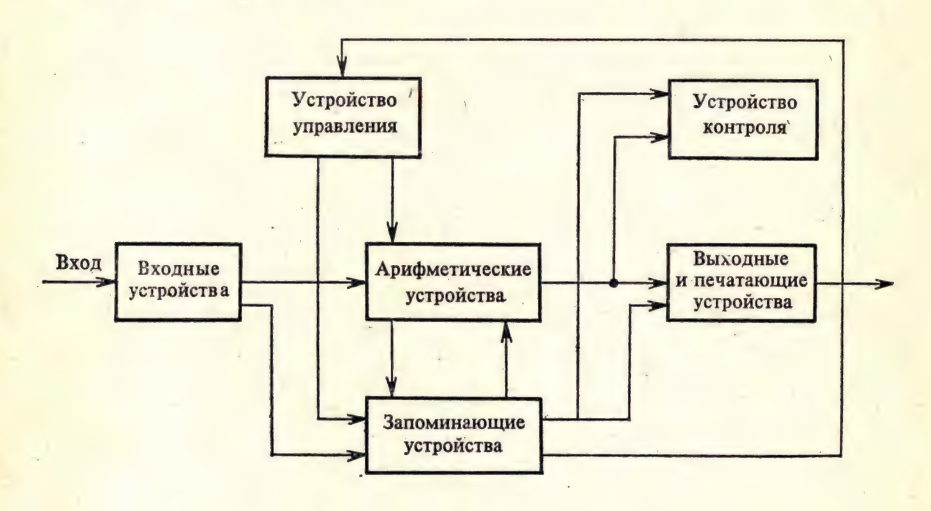


Рис. 1.2

В арифметических устройствах производятся элементарные арифметические операции. Поскольку умножение и деление можно заменить рядом последовательных сложений или вычитаний, в арифметических устройствах применяются главным образом сумматоры — элементы, позволяющие производить сложение и вычитание.

Запоминающие устройства служат для хранения кодов чисел и команд. В них же записываются результаты промежуточных вычислений, выполняемых машиной. Данные, хранящиеся в запоминающем устройстве, могут выбираться из нужной ячейки памяти и направляться в другие устройства машины.

Устройства управления обеспечивают автоматическое выполнение всех вычислений по заданной программе. С этой целью устройства управления подают сигналы, по которым автоматически соединяются необходимые элементы и узлы машины для выборки чисел из ячеек памяти, выполнения определенных арифметических операций, отсылки результатов вычислений в запоминающее устройство, выдачи результатов вычислений и т. п.

Выходные и печатающие устройства служат для записи полученных результатов вычислений на магнитную пленку или на бумагу электрической пишущей машинкой.

Устройство контроля позволяет в процессе вычислений контролировать работу машины в целом и действие ее отдельных узлов и элементов.

Любые применения радиоэлектроники, в том числе и промышленной электроники, требуют большого количества измерений, использования средств измерений, разнообразных по точности, количеству измеряемых величин, пределам измерения и конструктивному выполнению.



Рис. 1.3

Только измерения дают необходимую информацию о техническом состоянии радиоэлектронной аппаратуры, качестве продукции и полноте научных исследований.

Средством измерений в широком смысле слова называют техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические свойства. К средствам измерений относят измерительные приборы, вырабатывающие сигналы измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем, а также измерительные установки и измерительные системы, представляющие совокупность средств измерений и вспомогательных устройств. Измерительные установки, как и измерительные приборы, вырабатывают сигналы измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем, а измерительные системы вырабатывают сигналы измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и использования в автоматических системах управления.

Обобщенная структурная схема электронного измерительного прибора представлена на рис. 1.3.

Преобразователь служит для преобразования измеряемой величины, которая во многих случаях даже не является электрической, в величину, удобную для сравнения с величиной, принятой за единицу измерения.

Устройство сравнения является основной частью электронного измерительного прибора, так как именно здесь вырабатывается сигнал измерительной информации, позволяющий судить о количественном значении измеряемой величины, выраженном в принятых единицах.

Мера, как овеществленное значение единицы измерения, в ряде измерительных приборов (приборы сравнения) участвует в процессе изме-

рения непосредственно, а в приборах прямого действия используется для их предварительной градуировки.

Регистрирующее устройство служит для представления результата измерения (измерительной информации) в форме, удобной для восприятия органами чувств оператора (зрение, реже слух) или для ввода в устройство обработки.

Широкое внедрение радиоэлектроники во все отрасли народного хозяйства, применение сложных комплексов и систем потребовали прин-



Рис. 1.4

ципиально нового подхода к использованию средств измерений. Количество автономных измерительных приборов, используемых для контроля, во многих случаях достигает нескольких сотен, а по своей массе и сложности они превышают сам контролируемый объект. Оценка и обработка измерительной информации становится весьма трудной задачей, зачастую превышающей возможности оператора.

Радикальное решение здесь может быть найдено только при принципиально новом подходе к этим вопросам с использованием математического аппарата теории вероятности и теории информации. На основе построения математических моделей взаимодействия контролируемого объекта или процесса и средств измерений можно решить задачу построения *сложных комплексов, включающих измерительные и регулирующие устройства*, действующие на основе учета оптимальных ситуаций.

Обобщенная структурная схема такого комплекса представлена на рис. 1.4. Схема включает измерительное устройство, вырабатывающее сигналы измерительной информации, информационно-логический комплекс, который производит анализ измерительной информации и принимает решение о необходимом воздействии на объект измерения. Исполнительное устройство выполняет необходимые операции по восстановлению параметров объекта измерения до требуемых значений.



Рис. 1.5

Комплекс может быть полностью или частично автоматизированным. В последнем случае отдельные звенья заменяются человеком (оператором).

В более упрощенном виде ту же схему широко используют в промышленности для управления производством и повышения качества выпускаемой продукции (рис. 1.5). Система контроля качества должна признаваться эффективной, если применяемые методы испытаний и измерений позволяют обнаружить некачественные (не соответствующие техническим условиям) изделия и определить причины брака.

§ 1.2. ЕДИНСТВО ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Понятие радиоэлектронной аппаратуры включает радиосистемы и радиоприборы. Радиосистемы представляют собой комплексы, предназначенные для выполнения задач, имеющих самостоятельное значение, например радионавигационные системы, системы сбора и обработки информации и т. п. Радиоприборы выполняют отдельные конкретные функции, например радиоприемники, электронные осциллографы. Следует отметить, что это деление условно и в ряде случаев бывает затруднительно провести четкое разделение систем и приборов.

Анализ радиоэлектронной аппаратуры самого различного назначения показывает, что в ней используется в различных комбинациях сравнительно небольшое число различных однотипных каскадов определенного функционального назначения. К основным из них относятся колебательные цепи, усилители, генераторы, цепи формирования, логические устройства и источники питания.

В зависимости от их сложности такие каскады составляются из функциональных узлов и блоков, радиодеталей и конструктивных эле-

ментов. При этом однотипными и даже одинаковыми могут быть не только радиодетали, но и целые функциональные узлы и блоки.

Под *функциональным узлом* или *блоком* принято понимать часть сложного устройства, выполняющую одно или несколько простейших электрических преобразований и обладающую определенной конструктивной и технологической автономией. В то же время функциональные узлы не используются самостоятельно без других функциональных узлов.

К функциональным узлам относятся, например, блоки катушек индуктивности с переключателями, усилители различного назначения, мультивибраторы, триггеры и т. д.

При создании функциональных узлов и блоков должен быть достигнут максимально возможный эффект, предусмотренный его принципиальной схемой, при минимальных паразитных связях. Существенными являются также способы соединения функциональных узлов и блоков между собой.

Конструкция радиоэлектронной аппаратуры за годы ее развития претерпела значительные изменения. Сравнительно простая на заре развития радиотехники аппаратура выполнялась в виде единой конструкции, которую можно назвать моноблоком. С ростом сложности аппаратура стала расчленяться на отдельные блоки, выполняющие самостоятельные функции.

В зависимости от применяемых деталей и способов монтажа функциональные узлы и блоки могут выполняться в различных конструктивных вариантах.

В течение длительного времени радиоэлектронные устройства выполнялись из отдельных радиодеталей, которые соединялись между собой сперва проволочным, а позже так называемым печатным монтажом. Хотя и в настоящее время этот способ построения радиоэлектронных устройств применяется достаточно широко, он постепенно вытесняется более прогрессивными методами, предусматривающими миниатюризацию схем и использование принципиально новых элементов, которые в ряде случаев являются законченными функциональными узлами и блоками.

Стремительные темпы роста производства радиоэлектронной аппаратуры диктуют необходимость ее *унификации и нормализации*. Если вопросы унификации и нормализации радиодеталей давно решаются применительно к отдельным заводам и отрасли в целом, то теперь эта проблема перешла на новый, более высокий уровень. Анализ схем радиоэлектронной аппаратуры показывает, что практически любая схема может быть расчленена на ряд подсхем, отдельных блоков и узлов, выполняющих определенные функции. Такие схемы целесообразно нормализовать и выпускать в виде функциональных узлов и блоков. При этом взамен десятков и сотен различных функциональных узлов, например мультивибраторов, будет выпускаться несколько хорошо отработанных схем, обладающих высокой технологичностью и надежностью.

Следует четко представлять, что такие унифицированные схемы в ряде случаев могут оказаться несколько хуже по отдельным парамет-

рам в сравнении с индивидуально сконструированными схемами. Однако преимущества унификации и нормализации настолько велики, что оправдывается даже введение дополнительных узлов в схему с целью доведения ее характеристик до требуемых значений.

Конструирование и производство радиоэлектронной аппаратуры на базе унифицированных функциональных узлов и блоков называют *функционально-блочным* или *модульным*. Функционально-блочное производство сокращает время разработки и подготовки серийного производства радиоэлектронной аппаратуры, существенно уменьшает ее стоимость и сокращает сроки внедрения разработок в производство.

К типовым стандартным элементам, из которых собираются схемы радиоэлектронной аппаратуры, относятся в первую очередь резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности (электронные и полупроводниковые приборы, являющиеся важнейшими элементами радиоэлектронных схем, изучаются в специальном курсе и здесь не рассматриваются).

Технические и эксплуатационные параметры электронных схем определяются характеристиками и качеством использованных в них элементов. Последние в свою очередь зависят от трех основных факторов:

а) правильность конструирования и изготовления элемента;

б) качество и стойкость примененных материалов;

в) условия работы элемента в данной электронной схеме.

Выбор конкретных элементов для данной электронной схемы определяется в первую очередь требуемым номинальным значением основного параметра элемента (например, сопротивлением или емкостью) и его допустимым отклонением. Кроме того, учитываются условия его работы (электрические, механические и климатические), а также габариты, масса, стоимость и надежность элементов.

Однородные по своему назначению и даже конструктивному выполнению элементы отличаются друг от друга в первую очередь *номинальными значениями параметров* (*номиналами*). В условиях массового производства невозможно изготовлять радиодетали с точным соответствием их параметров установленным номиналам. Поэтому стандартами предусматривается только определенная степень приближения к заданному номиналу. *Допустимые отклонения* (*допуски*) от него определяют *класс точности радиодеталей*. Так, например, резисторы общего применения выпускают трех классов точности — I, II, III, имеющих соответственно допуски ±5, ±10 и ±20%.

Электрические режимы работы радиодеталей (допустимое напряжение, рассеиваемая мощность и т. п.) существенно влияют на их конструкцию, габаритные размеры, массу и стоимость, вынуждая производить детали одного номинала в различных вариантах.

Механические условия работы радиодеталей в основном определяются ударами и вибрациями, испытываемыми электронной схемой. При этом возможно как повреждение самих деталей (например, обрыв выводов), так и нарушение взаимного их расположения в монтаже. Радиодетали должны удовлетворять определенным нормам в отношении прочности конструкции и особенно выводов. Для некоторых групп

радиодеталей предусматриваются специальные испытания на ударную нагрузку и вибрацию.

К *климатическим условиям работы* радиодеталей относятся в первую очередь температура, влажность и давление.

Изменения температуры и связанные с ними изменения размеров деталей сказываются на их электрических параметрах, а при очень низких и предельно высоких температурах — и на механических свойствах.

Повышенная влажность изменяет электрические параметры деталей, а при длительном воздействии может привести к выходу из строя изоляции и металлических частей. Незащищенные радиодетали обладают низкой влагостойкостью, что заставляет принимать специальные меры защиты. К ним относятся:

а) пропитка или поверхностное покрытие негигроскопическими материалами;

б) опрессовка в пластмассу;

в) вакуумплотная герметизация.

Изменение атмосферного давления может приводить к соответствующему изменению некоторых параметров деталей (например, пробивного напряжения). При резком понижении давления ухудшается охлаждение электронных схем (за счет падения коэффициента теплопередачи разреженного воздуха). Это приводит к повышению температуры радиодеталей.

Особенно жесткие климатические условия создаются для электронной аппаратуры, работающей в тропиках. Помимо значительных перепадов температуры при высокой влажности, существенно сказывается ряд биологических факторов (воздействие микроорганизмов, грибковой плесени, насекомых и грызунов). В этих условиях необходимо применять радиодетали в специальном «тропическом» выполнении (применение устойчивых к коррозии материалов, покрытие специальными эмалями и лаками, включение в структуру диэлектриков ядохимикатов, герметизация и т. д.).

Габаритные размеры радиодеталей определяются как их параметрами, так и используемыми материалами, технологией производства и экономическими соображениями.

В последние годы одной из основных проблем, возникающих при конструировании радиодеталей, является необходимость уменьшения их габаритов и массы. Последнее диктуется общей тенденцией радиоэлектроники — необходимостью размещать в приемлемых габаритах все более сложные электронные схемы.

Разработка полупроводниковых и миниатюрных электронных приборов заставляет соответственно уменьшать и остальные элементы электронных схем. Следует указать, что в этом случае речь идет о обычных деталях, а не о специальных методах микроминиатюризации электронных схем (микромодули, тонкопленочные и интегральные схемы).

Миниатюризация обычных радиодеталей неразрывно связана с разработкой и освоением новых высококачественных материалов. Последние достижения в этой области дали возможность снизить га-

баритные размеры и массу отдельных деталей в десятки раз при сохранении прежних электрических параметров.

Рассмотрим основные группы радиодеталей.

Резисторы. *Резистором называют элемент электронной схемы* (*радиодеталь*), *обладающий физическим свойством оказывать сопротивление электрическому току* (до 1962 г. этот элемент, как и его основное свойство, обозначался термином «сопротивление», что в некоторых случаях приводило к путанице). К основным характеристикам резисторов относятся номинальная величина сопротивления, класс точности и номинальная мощность рассеяния. Кроме того, отдельные типы резисторов могут характеризоваться температурным коэффициентом сопротивления, электродвижущей силой шумов, номинальным напряжением и некоторыми другими характеристиками.

Проволочные резисторы выпускают с *номинальными сопротивлениями* от 0,1 Ом до 10 МОм ($0{,}1-10^7$ Ом), а непроволочные — от 1 Ом до 1 ТОм ($1-10^{12}$ Ом).

Классы точности, о которых говорилось выше, установлены стандартом ГОСТ 9664—61.

Под *номинальной мощностью рассеяния* понимают ту максимально допустимую мощность, которая может быть рассеяна резистором без изменения своих параметров при непрерывной электрической нагрузке и определенной температуре окружающей среды. Номинальная мощность рассеяния зависит от размеров резистора и условий его охлаждения.

Изменения сопротивления резистора при изменении температуры могут носить как обратимый, так и необратимый характер. Обратимые изменения характеризуются *температурным коэффициентом сопротивления* (ТКС) α_R, который определяется следующим выражением:

$$\alpha_R = \frac{R_т - R_0}{R_0 (T - T_0)} 100 \left[\frac{\%}{°C}\right], \quad (1.1)$$

где $R_т$ и R_0 — сопротивление резистора при температуре T и T_0 соответственно.

Для проволочных резисторов ТКС обычно мал и практически не зависит от температуры. Для непроволочных резисторов ТКС больше и определяется для данного интервала температур.

Если известно значение ТКС и сопротивление резистора R_0, его сопротивление при другой температуре можно найти из выражения

$$R_т = R_0 [1 + \alpha_R (T - T_0)]. \quad (1.2)$$

В ряде электронных схем существенным параметром резистора является *уровень собственных шумов*, создающих помехи и снижающих чувствительность устройств. Электродвижущую силу (э. д. с.) шумов резистора принято определять в относительных единицах по формуле

$$D = e/U_R \text{ [мкВ/В]}, \quad (1.3)$$

где e — э. д. с. шумов в микровольтах; U_R— приложенное к резистору постоянное напряжение в вольтах.

Величина D зависит от материала и конструкции резистора.

Под *номинальным напряжением резистора* понимают допустимое постоянное или импульсное напряжение, которое может быть приложено к резистору длительное время без изменения его основных параметров и появления побочных эффектов (образование короны, поверхностный пробой и т. д.). Этот показатель устанавливает ограничение приложенного к резистору напряжения в тех случаях, когда номинальная мощность рассеяния допускает его повышение.

Для характеристики условий работы резистора в данной схеме часто пользуются понятием *коэффициента нагрузки* $K_{нагр}$, под которым понимают отношение реальной мощности рассеяния $P_р$ к номинальной $P_{ном}$:

$$K_{нагр} = P_р/P_{ном}. \quad (1.4)$$

Все многообразие типов выпускаемых промышленностью резисторов классифицируется по материалам, из которых они изготовлены, и по назначению.

Первая классификация подразделяет резисторы на следующие группы:

1. Проволочные, токопроводящий элемент которых изготовлен из сплава с высоким удельным сопротивлением.
2. Углеродистые с проводящей пленкой углерода на изоляционном основании.
3. Металлопленочные и металлоокисные с проводящей пленкой из сплава или окиси металла.
4. Композиционные, проводящий элемент которых выполнен из смеси нескольких компонентов.
5. Полупроводниковые с проводящим элементом из полупроводникового материала.

По назначению резисторы делятся на две группы: общего и специального назначения.

Резисторы общего назначения широко используют в электронных схемах в качестве нагрузок электронных и полупроводниковых приборов, поглотительных, фильтровых и шунтирующих резисторов, в делителях схем питания и регулировок. К этой группе относятся постоянные и переменные резисторы с номинальными сопротивлениями от 10 Ом до 10 МОм при нормальной мощности рассеяния от 0,125 до 100 Вт.

К *резисторам специального назначения* относятся:

а) высокоомные с номинальными сопротивлениями от 10^7 до 10^{13} Ом и номинальным напряжением до 100—300 В;

б) высоковольтные с номинальным сопротивлением до 10^{11} Ом и номинальным напряжением 10—60 кВ;

в) высокочастотные, имеющие малые собственные емкость и индуктивность, что позволяет использовать их на частотах свыше 10 МГц. Номинальная мощность рассеяния этих резисторов может достигать 5—50 кВт (при искусственном охлаждении);

г) прецизионные и полупрецизионные с допустимым отклонением от номинала 2% и менее. Номинальное сопротивление от 0,1 Ом до 1 МОм при номинальной мощности рассеяния не свыше 10 Вт;

д) миниатюрные, особо малых габаритных размеров с номинальными сопротивлениями до 5 МОм и номинальной мощностью рассеяния 0,01—0,125 Вт.

Кроме этих основных классификаций можно делить все резисторы на линейные (ток, протекающий через резистор практически пропорционален приложенному напряжению) и нелинейные.

Наряду с большим количеством типов постоянных резисторов промышленность выпускает также переменные резисторы.

Переменные резисторы (часто их называют *потенциометрами*) отличаются от постоянных наличием подвижного контактного устройства, позволяющего плавно изменять величину сопротивления в широких пределах. Обычно они имеют три вывода, из которых центральный соединен с подвижным контактом (схема потенциометра). В зависимости от типа проводящего элемента переменные резисторы могут быть проволочные, металлоокисные, композиционные поверхностные и композиционные объемные. Они изготовляются на тороидальных и трубчатых каркасах круглого, квадратного или прямоугольного сечения, выполненных из керамики или пластмассы.

Маркировка и обозначение резисторов регламентируются специальными стандартами. На каждом резисторе указывается номинальная величина сопротивления, допустимое отклонение и номинальная мощность рассеяния.

При обозначении величины сопротивления единицу измерения иногда обозначают буквами к (килоомы) и М (мегоомы), а омы вообще не указывают.

Допустимое отклонение указывается в процентах. На некоторых старых типах допуск ±5% обозначался I, ±10% — II, а ±20% не обозначался.

Номинальная мощность рассеяния обычно указывается только на резисторах с мощностью более 2 Вт. Для других резисторов она оценивается по их размерам.

Начиная с 1970 г. в соответствии с ГОСТ 11076—69 для вновь разрабатываемых резисторов введено условное обозначение специальным кодом. Буква, соответствующая единице измерения, одновременно указывает место запятой в десятичной дроби. Вторая буква означает допустимое отклонение. Так маркировка 2М2С означает резистор с номинальным сопротивлением 2,2 МОм и допуском ±10%, К15В— соответственно 150 Ом±20%.

Условные обозначения кода приведены в табл. 1.1.

В технической документации (спецификации к схемам и т. п.) полные данные постоянных резисторов указывают в следующем порядке:

1) тип резистора;

2) мощность рассеяния в ваттах (для высоковольтных напряжений в киловольтах);

Таблица 1.1

Единица измерения	Обозначение	Допуск, %	Обозначение	Допуск, %	Обозначение	Допуск, %	Обозначение
Омы	Е	±0,1	Ж	±5	И	+50÷—20	Б
Килоомы	К	±0,2	У	±10	С	+80÷—20	А
Мегаомы	М	±0,5	Д	±20	В	+100	Я
Гигаомы	Г	±1	Р	±30	Ф	+100÷—10	Ю
Тераомы	Т	±2	Л	+50÷—10	Э	±0,4 пФ	Х

3) литер конструктивного варианта;

4) номинальное сопротивление;

5) допустимое отклонение;

6) группа по величине шумов или класс ТКС;

7) номер ГОСТ или технических условий (ТУ).

В тех случаях, когда какая-либо характеристика не регламентируется (например, величина шумов) или одинакова для всего типа (например, мощность рассеяния), соответствующий индекс опускается.

Примеры таких обозначений: ПЭВР — 10—27 кОм ±10% ГОСТ 6513—62, УЛИ — 0,1—510 Ом ±1%, УБО. 467. 015 ТУ.

Обозначения постоянных резисторов новых типов начинаются с буквы С, после которой цифрой обозначается проводящий материал: 1 — пленочный углеродистый; 2 — металлопленочный; 3 — пленочный композиционный; 4 — объемный; 5 — проволочный.

Вторая цифра (через тире) обозначает номер конструктивной разработки. Пример обозначения: С5—5—10 Вт — 1,8 кОм ±2% ОЖО. 467.505 ТУ.

Полные данные переменных резисторов указываются в следующем порядке:

1) тип резистора;

2) конструктивный вариант (для резисторов СПО — мощность рассеяния);

3) группа по условиям эксплуатации;

4) вид конца оси;

5) длина выступающего конца оси, мм;

6) функция изменения сопротивления;

7) мощность рассеяния, Вт;

8) номинальное сопротивление (для ом размерность может не указываться);

9) допустимое отклонение;

10) номер ГОСТа или ТУ.

Для сдвоенных резисторов над чертой приводятся данные резистора, ближайшего к втулке.

Примеры таких обозначений: СП—2—ОС—5—30—Б—О, 25 Вт—470 ГОСТ 5574—60, СП 3 — группа

$$\text{IV} - 12\,\frac{\text{А} - 0{,}5\ \text{Вт} - 220\ \text{кОм} - 5\%}{\text{А} - 1\ \text{Вт} - 4{,}7\ \text{МОм} - 10\%}.$$

Обозначения переменных резисторов новых типов начинаются с букв СП и цифры, обозначающей проводящий материал (аналогично постоянным резисторам). Вторая цифра (через тире) означает номер конструктивной разработки. Пример обозначения: СП3—41.

Конденсаторы. *Конденсатором называют элемент электронной схемы (радиодеталь), обладающий физическим свойством запасать электрическую энергию.*

К основным характеристикам конденсаторов относятся номинальная величина емкости, класс точности и электрическая прочность. Кроме того, конденсаторы могут характеризоваться тангенсом угла потерь (или добротностью), сопротивлением изоляции, собственной индуктивностью, стабильностью и некоторыми другими параметрами.

Номинальная емкость конденсатора зависит от его геометрических размеров и рода диэлектрика, разделяющего обкладки.

Электрическую прочность конденсаторов принято характеризовать так называемым *номинальным напряжением*, при котором конденсатор может работать длительное время (например, больше 10 000 ч). Обычно под номинальным напряжением понимают напряжение постоянного тока. При переменном и пульсирующем напряжении их пиковые (амплитудные) значения не должны превышать номинального напряжения.

Кроме того, могут указываться: *испытательное напряжение*, при котором конденсатор может находиться не пробиваясь в течение времени от нескольких секунд до нескольких минут, и *пробивное напряжение*, при котором происходит пробой диэлектрика. Для разных типов конденсаторов соотношение испытательного и номинального напряжений колеблется в пределах $U_{\text{исп}} = (1{,}5 \div 3)U_{\text{ном}}$.

Тангенс угла потерь $\operatorname{tg}\delta$ характеризует потери в конденсаторе. Величина, обратная $\operatorname{tg}\delta$, называется добротностью конденсатора и выражается, как

$$Q_C = 1/\operatorname{tg}\delta. \tag{1.5}$$

Современные конденсаторы (кроме электролитических) имеют очень малые потери ($\operatorname{tg}\delta \leqslant 0{,}01$—$0{,}001$).

Сопротивление изоляции конденсатора определяется качеством и размерами примененного диэлектрика. Большинство конденсаторов (опять-таки, исключая электролитические) имеют высокое сопротивление изоляции (некоторые типы до десятков тысяч мегаом).

Собственная индуктивность конденсатора L_C складывается из индуктивности рабочей части конденсатора и индуктивности соединительных проводников. С учетом собственной индуктивности конденсатор может рассматриваться как последовательный контур, имеющий собственную резонансную частоту

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_C C}. \tag{1.6}$$

На этой частоте сопротивление такого контура минимально, а на более высоких частотах носит индуктивный характер. Поэтому для устойчивой работы конденсатора рабочая частота, на которой он используется, должна быть в 2—3 раза ниже резонансной. Некоторые специальные конструкции конденсаторов имеют малую собственную индуктивность (порядка 1—6 нГ) и могут использоваться на частотах до 1000—2000 МГц. С другой стороны использование бумажных конденсаторов большой емкости из-за большой собственной индуктивности ограничивается частотами 1—1,5 МГц.

Стабильность конденсатора характеризуется изменением его основных параметров, главным образом емкости, под влиянием температуры, влажности, давления, механических воздействий и времени.

Под влиянием изменения температуры могут происходить как обратимые, так и необратимые изменения емкости. Первые характеризуются температурным коэффицинтом емкости (*ТКС*) α_c, а вторые — коэффициентом температурной нестабильности (*КТНЕ*) β_c, которые указывают относительное изменение емкости на 1° С. Для уменьшения *ТКС* используют диэлектрики с малым значением температурного коэффициента диэлектрической проницаемости и применяют термокомпенсацию. В зависимости от величины и знака *ТКС* конденсаторы делят на группы и соответствующим образом маркируют.

Под воздействием влажности изменяется диэлектрическая проницаемость диэлектриков, сопротивление изоляции и потери в конденсаторе. Для работы в условиях повышенной влажности используют конденсаторы, опрессованные в пластмассу (допускается влажность до 65—70%) и герметизированные (влажность до 95—98% и выше).

Снижение атмосферного давления сказывается главным образом на электрической прочности конденсаторов.

Механические воздействия представляют опасность для воздушных конденсаторов переменной емкости, что в некоторых случаях заставляет упрочнять их конструкцию.

Конденсаторы, применяемые в электронных схемах, подразделяются на конденсаторы постоянной емкости, конденсаторы переменной емкости и полупеременные (подстроечные).

Конденсаторы постоянной емкости изготовляются главным образом с твердым диэлектриком и подразделяются на конденсаторы с неорганическим диэлектриком (слюда, керамика, стекло, стеклокерамика, стеклоэмаль) и с органическим диэлектриком (бумага, полистирол, фторопласт). Особую группу составляют электролитические конденсаторы, у которых диэлектриком служит оксидная пленка, образованная на поверхности металлических электродов.

Электролитические конденсаторы отличаются очень большой номинальной емкостью при малых габаритах, но обладают малым сопротивлением изоляции, большими потерями и низкой стабильностью. В электролитическом конденсаторе два металлических электрода погружены в специальный электролит. На поверхность одного из электродов (анода) наносится тонкий оксидный слой (0,01—1,0 мкм),

являющийся диэлектриком. Второй электрод (катод) служит лишь выводом от электролита, поэтому в качестве катода может использоваться металлический корпус конденсатора. Оксидный слой обладает высокой диэлектрической проницаемостью (для алюминия $\varepsilon \approx 10$, а для тантала $\varepsilon \approx 27$), что в сочетании с малой толщиной позволяет получать большие емкости. Очевидно, что чем тоньше оксидный слой, тем больше емкость, но одновременно ниже рабочее напряжение. Поэтому электролитические конденсаторы с очень большой номинальной емкостью (тысячи микрофарад) обычно имеют низкое рабочее напряжение (единицы и десятки вольт).

Из-за униполярной проводимости оксидного слоя электролитические конденсаторы обычно полярны, т. е. могут работать только в цепях постоянного или пульсирующего напряжения при определенной полярности включения. Промышленностью выпускается также несколько типов неполярных электролитических конденсаторов, у которых оксидный слой нанесен на обоих электродах.

Конденсаторы переменной емкости образуются двумя системами пластин, одна из которых может плавно перемещаться относительно другой. Наибольшее распространение получили конденсаторы с плоскими параллельными пластинами, в которых подвижная часть (ротор) вращается вокруг оси. При вращении пластины ротора входят в зазор между пластинами неподвижной части (статора), изменяя активную площадь пластин, а следовательно, и емкость конденсатора. Конденсаторы переменной емкости изготовляют с воздушным и твердым диэлектриком. Последние имеют меньшие габариты, но худшие электрические характеристики.

Подстроечные (*или полупеременные*) *конденсаторы* представляют разновидность конденсаторов переменной емкости, которые применяют для изменения общей емкости цепи в небольших пределах с надежной фиксацией установленного положения. Подстроечные конденсаторы изготовляют с воздушным и твердым диэлектриком. По конструкции они разделяются на пластинчатые с вращающимся ротором (аналогичные рассмотренным конденсаторам переменной емкости), цилиндрические, в которых ротор перемещается поступательно, и конденсаторы с плоскими электродами.

Маркировка и обозначение конденсаторов регламентируются специальным стандартом (ГОСТ 11076—69). На конденсаторах с большими габаритами обозначаются тип, номинальная емкость, допустимое ее отклонение в процентах и рабочее напряжение. Кроме того, ставится марка завода-изготовителя, месяц и год выпуска. Группа ТКС указывается буквами и цифрами на слюдяных и стеклоэмалевых конденсаторах или цветом окраски корпуса — на керамических конденсаторах. Условные обозначения ТКС приведены в табл. 1.2.

На малогабаритных конденсаторах тип и рабочее напряжение обычно не указывают. Часто не обозначается и наименование единиц измерения.

Начиная с 1970 г. для вновь разрабатываемых конденсаторов введено условное обозначение специальным кодом. Обозначение номиналь-

Таблица 1.2

Номинальное значение ТКС, $10^{-6}\ \frac{1}{град}$	Условное обозначение			
	Буквами и цифрами	Цветом		Старое обозначение
		Корпус	Дополнительная точка	
+120	П120	Синий	—	С
+33	П33	Серый	—	Р
0	ПМО	Голубой	Черный	О
—33	М33	»	Коричневый	—
—47	М47	»	—	М
—75	М75	»	Красный	Л
—150	М150	Красный	Оранжевый	—
—220	М220	»	Желтый	—
—330	М330	»	Зеленый	Ж
—470	М470	»	Голубой	—
—750	М750	»	—	Д
—1500	М1500	Зеленый	—	К
—2200	М2200	»	Серый	—

ной емкости содержит букву, стоящую на месте запятой десятичной дроби и соответствующую единице измерения (П—пикофарады, Н—нанофарады, М—микрофарады). Например, 1М5 обозначает 1,5 мкФ, а 47П — 47 пФ. Кодированное обозначение допустимого отклонения номинальной емкости аналогично применяемому для резисторов (см. табл. 1.1.). На керамических конденсаторах допуск указывается в пикофарадах (для III класса точности — не указывается).

В технической документации (спецификации к схемам и т. п.) основные данные конденсаторов указывают в следующем порядке: 1) тип конденсатора; 2) конструктивная разновидность; 3) номинальное рабочее напряжение (В или кВ); 4) буквенное обозначение группы ТКС (для керамических и слюдяных конденсаторов) или группы сопротивления изоляции (для металлобумажных конденсаторов); 5) номинальная емкость (пФ или мкФ); 6) класс точности; 7) номер ГОСТа или технических условий (ТУ).

В обозначении проходных конденсаторов после номинального рабочего напряжения указывается наибольший допустимый ток через стержень (А).

Примеры таких обозначений: КСО — 2—250—М75—51 ± 2% ГОСТ 11155—65 (конденсатор слюдяной опрессованный, размер 18 × 11 × 6,5 мм, рабочее напряжение 250 В, ТКС — $75 \cdot 10^{-6}\ \frac{1}{град}$, емкость 51 пФ, класс точности 0, выпущен в соответствии с требованиями ГОСТ 11155—65), КДУ—П120—68 ОЖО. 460. 023 ТУ (конденсатор керамический дисковый ультракоротковолновый, ТКС + + $120 \cdot 10^{-6}\ \frac{1}{град}$, емкость 68 пФ, выпущен в соответствии с указанными ТУ; класс точности опущен, так как конденсаторы этого типа выпускаются только по классу II). 1КБП—Ф—150—50—0,33 ±

± 10% ГОСТ 6760—62 (конденсатор 1 группы по вибропрочности бумажный проходной, конструктивный вид «Ф», номинальное напряжение 150 В, проходной ток 50 А, емкость 0,33 мкФ, класс точности II, соответствует требованиям ГОСТ 6760—62).

Катушки индуктивности. *Катушкой индуктивности называют элемент электронной схемы, представляющий обмотку из проводника, обладающую индуктивным сопротивлением.*

Катушки индуктивности можно разделить по их назначению на три группы:

1) контурные катушки, являющиеся элементами колебательных систем. Они могут иметь как постоянную, так и переменную индуктивность;

2) катушки связи, обеспечивающие передачу энергии от одних элементов схемы к другим элементам;

3) дроссели высокой частоты, создающие высокое сопротивление для тока соответствующих частот.

Катушки индуктивности характеризуются следующими основными параметрами: номинальной индуктивностью, ее стабильностью, добротностью и собственной емкостью.

Номинальная индуктивность катушки L характеризует величину запасаемой в ее магнитном поле энергии W_L при протекании электрического тока:

$$W_L,\ \text{Дж} = LI_m^2/2 = LI^2, \tag{1.7}$$

где L — индуктивность катушки, Г;

I_m и I — максимальное и эффективное значение протекающего тока, А.

В зависимости от назначения катушки и диапазонов частот номинальная индуктивность может находиться в пределах от единиц микрогенри до сотен миллигенри.

Допустимый разброс номинальной индуктивности для контурных катушек составляет $\pm 0{,}2 \div 0{,}5\%$, а для катушек связи и дросселей $\pm 15 \div 20\%$.

Индуктивность катушек поддается расчету. В первом приближении она пропорциональна диаметру катушки D и квадрату числа витков n. Для однослойной катушки можно считать, что

$$L = L_0 n^2 D, \tag{1.8}$$

где L_0 — поправочный коэффициент, зависящий от отношения длины обмотки к ее диаметру. В зависимости от типа обмотки, каркаса, формы витка и ряда других факторов в формулу приходится вводить различные коэффициенты и поправки, зачастую носящие эмпирический (опытный) характер.

Стабильность индуктивности катушки характеризуется ее изменением под воздействием температуры и влажности. При этом возможны как обратимые, так и необратимые изменения индуктивности. Первые оцениваются в основном температурным коэффициентом

индуктивности (TKL) — относительным изменением индуктивности на 1° С. Необратимые изменения характеризуют коэффициент температурной нестабильности индуктивности ($KTHL$), который соответствует относительному изменению индуктивности после одного цикла прогрева от +20° С до +70° С в течение 30 мин с последующим охлаждением.

Добротность катушки индуктивности Q характеризует потери в ней и определяется отношением запасенной энергии к энергии P, теряемой в катушке за один период колебаний:

$$Q = 2\pi \frac{W_L}{PT}. \qquad (1.9)$$

Если учесть, что $P = I^2R$, $T = 1/f$, а $W_L = LI^2$, получим

$$Q = 2\pi fL/R = \omega L/R = X_L/R. \qquad (1.10)$$

Следовательно, добротность можно определить как отношение индуктивного сопротивления катушки к эквивалентному сопротивлению всех потерь в ней, которое включает сопротивление провода обмотки на рабочей частоте и потери в каркасе, изоляции провода, сердечнике, экране и т. д. Добротность наиболее употребительных катушек индуктивности лежит в пределах 30—500.

Собственная емкость C_0 катушек индуктивности обусловливается распределенной межвитковой емкостью и емкостью между обмоткой катушки и другими элементами схемы. Наличие собственной емкости превращает катушку в своеобразный колебательный контур с собственной частотой

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC_0}. \qquad (1.11)$$

Поэтому реальная катушка обладает чисто индуктивным сопротивлением только на частотах, значительно меньших, чем ее резонансная частота.

По конструкции катушки индуктивности можно классифицировать на однослойные и многослойные, экранированные и неэкранированные, без сердечников и с магнитными или немагнитными сердечниками, цилиндрические, плоские и печатные. Следует указать, что разнообразие требуемых на практике катушек индуктивности затрудняет их стандартизацию. Поэтому обычно их рассчитывают и изготовляют применительно к данной конкретной схеме.

Рост сложности электронных схем и повышение требований к их надежности привели к миниатюризации и микроминиатюризации.

Миниатюризацию можно рассматривать как постепенные количественные изменения в размерах элементов электронных схем, замену вакуумных приборов полупроводниковыми, навесного монтажа печатным. Этот путь позволил уменьшить размеры электронных схем в десятки раз при соответствующем снижении потребляемой мощности.

Уменьшение габаритных размеров проще всего достигается уплотнением монтажа, размещением элементов с наибольшей плотнос-

тью, определяемой максимально допустимым нагревом деталей и их электрическим взаимодействием. Замена ламп транзисторами, работающими при низких напряжениях и малых токах, позволяет использовать при этом миниатюрные элементы схем.

Известны уплотненные схемы — модули двух видов — плоские и объемные. В плоских модулях элементы располагаются на монтажной плате параллельно ее поверхности, а в объемных — между двумя платами, перпендикулярно к их поверхностям. Стремление автоматизировать процесс сборки модулей требует стандартизации элементов по форме и размерам. Основанием модулей служат печатные платы, представляющие собой тонкую пластину из изоляционного материала, на которую по заданному рисунку нанесены соединительные проводники и выводные контакты из тонкой медной фольги. Выводы нанесенных элементов пропускаются в отверстия печатной платы и закрепляются пайкой. Для включения модуля в общую схему на одном из концов платы делаются контактные выступы, которые входят в разъемы шасси аппаратуры. В объемных модулях очень часто свободное пространство между элементами после монтажа заполняется пластичным изоляционным материалом (эпоксидной смолой). При необходимости модуль может быть заключен в металлический экран.

Уплотненный монтаж с использованием плоских и объемных модулей с печатными платами обладает рядом недостатков:

1) трудность расположения печатных проводников при большом числе элементов;

2) увеличение паразитных связей при близком расположении элементов и склонность схем к самовозбуждению;

3) затруднение с ремонтом при плотном расположении элементов;

4) сравнительно низкая механическая прочность.

Указанные трудности особенно возрастают в сложных схемах, что заставляет делить их на отдельные блоки по функциональному признаку. Блок выполняет законченную функцию, его можно регулировать до постановки в аппаратуру, а в случае неисправности быстро заменять аналогичным запасным. Такой метод построения аппаратуры носит название блочного. Если блоки состоят из большого числа элементов, их можно в свою очередь делить на более мелкие части — узлы. Узловой метод построения аппаратуры и главным образом его разновидность — функционально-узловой метод — получили наибольшее распространение при создании малогабаритной аппаратуры. Этот метод устраняет указанные трудности. Очевидно, что функционально-узловой метод может дать наибольший эффект, если число типов применяемых модулей невелико. Это требует жесткой унификации модулей, с тем чтобы использовать их в электронных схемах различного назначения.

Из выпускаемых промышленностью унифицированных узлов укажем плоские модули типа ФЭ (функциональный элемент). Они монтируются на жестких печатных платах размером $24 \times (14 + 5n)$ мм. Такая гамма размеров с шагом 5 мм позволяет разместить в модуле любую функциональную схему. Собранную плату помещают в легкий

алюминиевый экран и заливают пенопластом. Толщина модуля составляет 15 мм.

Из объемных модулей наибольшее распространение получили унифицированные конструкции на обычных элементах (ММ-2), с использованием малогабаритных элементов (ММ-3) и с вертикальным монтажом на печатных платах (ПМ-1). В первых двух типах печатные платы отсутствуют. При монтаже элементы закрепляются в отверстиях специальной резиновой насадки, выводы вяжутся тонким проводом и пропаиваются. Лишние соединения после пайки удаляются. После этого модуль заливают пенопластом в специальной форме и помещают в экран.

Модули типа ПМ-1 изготовляют на печатной плате с вертикальным монтажом. После защитного покрытия лаком плата помещается в экран.

Еще меньшие размеры имеют микромодули, которые представляют собой функциональные узлы миниатюрной конструкции, собранные из элементов специальной формы и малых размеров (так называемых микроэлементов). Наиболее широко применяют микромодули типа «этажерка». Основным элементом такого микромодуля является микроплата размером 7,9 $\times$ 7,9 мм. На каждой стороне микроплаты имеется три металлизованных паза. Прямоугольный вырез в одном из углов служит ключом для ориентации микроплат при монтаже.

Микроплаты изготовляют трех типов:

1) типовая, толщиной 0,25—0,5 мм для размещения печатных элементов и перемычек;

2) специальная, толщиной до 2,5 мм, с пазами, выступами и отверстиями для размещения транзисторов, диодов, трансформаторов и т. п.;

3) кроссировочная, аналогичная типовой, но с 12 металлизованными отверстиями, соединенными перемычками с пазами.

В микромодулях применяют специально разработанные миниатюрные печатные или навесные элементы. Каждый вывод микроэлемента присоединен к одному из пазов.

Микромодули собирают в «этажерки» из микроплат и соединяют пайкой проводниками, проходящими по боковым пазам. При необходимости в отдельных проводниках между платами допускаются разрывы. Собранный микромодуль заливают эпоксидной смолой, образуется параллелепипед с основанием 9 $\times$ 9 мм и высотой, зависящей от числа использованных плат (средняя высота около 15 мм). Элементы электронных схем, имеющие движущиеся механические части (переключатели, потенциометры, реле), монтируют в блоке вне микромодулей.

Микроминиатюризация является уже качественным скачком создания электронных схем, так как задача решается здесь принципиально новым путем. *Микроэлектроника* — это новое научно-техническое направление в электронике, на базе которого с помощью сложного комплекса физических, химических, схемотехнических, технологических и других методов и приемов решается проблема создания высоконадежных и экономичных микроминиатюрных электронных схем и устройств. При этом происходит частичный или пол-

ный отказ от использования автономных элементов и формирование непосредственно в микрообъемах исходных материалов сложных интегральных схем.

Микросхемой называют микроэлектронное изделие, имеющее эквивалентную плотность монтажа не менее пяти элементов в 1 см³ объема. Если все или часть элементов микросхемы нераздельно связаны и электрически соединены между собой так, что устройство рассматривается как единое целое, ее называют *интегральной микросхемой.*

Наиболее прогрессивным направлением в микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры является именно применение интегральных схем.

Интегральные схемы представляют собой неразделимую конструкцию, изготовленную по определенной технологии и заключенную в общий корпус. Они состоят из активных (транзисторы, полупроводниковые диоды) и пассивных (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности) элементов, которые электрически соединены между собой по заданной схеме.

В зависимости от количества элементов в интегральных микросхемах их разделяют по *степени интеграции*:

1) до 10 элементов — «Первой степени интеграции» (ИС 1);

2) от 10 до 100 элементов — «Второй степени интеграции» (ИС 2);

3) от 100 до 1000 элементов — «Третьей степени интеграции» (ИС 3) и т. д.

Существует два основных вида интегральных схем, отличающихся технологией изготовления: *полупроводниковые* (твердые) и *гибридные*. В полупроводниковых интегральных схемах все элементы формируют в объеме или на поверхности полупроводниковой подложки. Элементы гибридных интегральных схем могут частично выполняться в виде отдельных конструкций, которые соединяются с другими элементами, выполненными в виде полупроводниковых пленок, нанесенных на диэлектрическую подложку.

В свою очередь полупроводниковые интегральные схемы разделяют на микросхемы на основе обычных (биполярных) и на основе униполярных активных элементов.

Гибридные интегральные схемы в зависимости от толщины пленок делят на *тонкопленочные и толстопленочные*.

Полупроводниковые интегральные схемы в большинстве случаев изготовляют на основе кремния по планарно-эпитаксиальной технологии, при которой обеспечивается одновременное групповое создание большого количества микросхем на одной пластине. Методика создания полупроводниковых структур здесь не отличается от применяемой при производстве автономных полупроводниковых приборов. Однако в интегральной схеме нужно обеспечить электрическую изоляцию активных и пассивных элементов, созданных в одном кристалле. В то же время они должны иметь соединения между собой в соответствии с требуемой принципиальной схемой.

Размеры отдельных элементов интегральных микросхем уже сей-

час составляют 2 мкм при расстояниях между ними 5 мкм и имеют тенденцию к дальнейшему уменьшению в 2—3 раза.

Изоляция обеспечивается формированием элементов в участках кремния, изолированных друг от друга либо диффузионным переходом, либо диэлектриком (окислом кремния). Транзисторы и диоды создаются в едином технологическом цикле, причем в качестве диодов часто используют переходы транзисторных структур. Резисторы изготовляют диффузией определенных примесей на узких ленточках, с напыленными на концах контактными выводами. Конденсаторами, как правило, служат обратно смещенные переходы транзисторных структур.

Гибридные интегральные схемы выполняют в два приема, сначала на подложке из диэлектрика пленочной технологией создают пассивные элементы и соединяющие ленточки. Затем к полученной конструкции крепят активные элементы в бескорпусном исполнении. В тонкопленочных (толщина меньше 1 мкм) интегральных схемах достигается бо̀льшая степень интеграции и более широкий диапазон номинальных значений пассивных элементов. В толстопленочных (толщина больше 1 мкм) — можно получить резисторы с большей мощностью рассеяния.

Резисторы получают на основе металлов или сплавов с высоким удельным сопротивлением, которые наносят на подложку в виде узких ленточек. Конденсаторы представляют собой металлические обкладки и твердый диэлектрик (окислы кремния или алюминия).

Следует указать, что активные элементы в гибридных интегральных схемах обычно имеют лучшие параметры, чем в полупроводниковых, и могут работать при бо́льших напряжениях питания и мощностях.

Как полупроводниковые, так и гибридные интегральные схемы помещают в герметизированные корпуса с выводами. Поскольку в готовой интегральной схеме нельзя ни изменить, ни измерить параметры отдельных ее элементов, схема характеризуется в целом определенной совокупностью параметров.

Благодаря весьма малым размерам элементов для интегральных схем характерны небольшие обратные напряжения на переходах и рассеиваемые мощности. Их превышение легко выводит схемы из строя.

По функциональному назначению интегральные микросхемы разделяют на *аналоговые* (линейно-импульсные) и *цифровые* (логические). Аналоговые интегральные микросхемы позволяют построить различные усилители, генераторы, преобразователи, детекторы, модуляторы и т. п. Логические схемы широко используют в качестве элементов электронно-вычислительных машин, устройств обработки информации и систем автоматики.

В настоящее время промышленность выпускает большое количество типов интегральных схем самого различного функционального назначения. Система обозначения интегральных схем состоит из цифры, указывающей группу схем (1—полупроводниковые, 2—гибридные), двух букв, характеризующих назначение схемы, и трех

цифр, из которых первые две в сочетании с обозначением группы являются номером серии, а третья указывает номер разработки схемы в данной серии. После обозначения может ставиться буква, указывающая разновидность данной разработки по значению отдельных параметров. Кроме того, впереди обозначений схем, выпускаемых для общего применения, ставится буква К.

Примеры обозначений интегральных схем:
К1ТР471 — полупроводниковая схема общего применения, серии К147, триггер с раздельным запуском, первая разработка; К2ЛБ172 (А, Б) гибридная схема общего применения, серии К217, логический элемент И—НЕ, вторая разработка, разновидности А и Б.

Контрольные вопросы

1. Начертите структурную схему радиосвязи и поясните назначение всех ее блоков.
2. Какие основные устройства входят в состав обобщенной структурной схемы электронной цифровой вычислительной машины?
3. Какие устройства называют средствами измерений?
4. Как строятся комплексы, включающие измерительные и регулирующие устройства?
5. Какие части радиоэлектронного устройства называют функциональными узлами и блоками?
6. Что понимается под функционально-блочным конструированием и производством радиоэлектронной аппаратуры?
7. Какие устройства и детали называют «элементами электронных схем»?
8. Каким параметром определяют класс точности радиодеталей?
9. Какие меры могут применять для защиты радиодеталей от климатических воздействий?
10. Какие элементы называют резисторами? Перечислите основные характеристики резисторов.
11. Каким выражением определяется температурный коэффициент сопротивления резисторов?
12. В каких случаях для резисторов устанавливается номинальная мощность рассеяния, а в каких — номинальное напряжение?
13. По каким основным группам можно классифицировать все резисторы?
14. Как маркируются и обозначаются резисторы?
15. Какие элементы называют конденсаторами? Перечислите основные характеристики конденсаторов.
16. Чем отличаются рабочее, испытательное и пробивное напряжение конденсатора?
17. Как устроены электролитические конденсаторы и где их применяют?
18. Какие конструкции применяют для переменных и полупеременных конденсаторов?
19. Как маркируются и обозначаются конденсаторы?
20. Какие элементы называют катушками индуктивности? Перечислите их основные характеристики.
21. Чем определяется добротность катушек индуктивности?
22. Как классифицируют катушки индуктивности по их конструкции?
23. Охарактеризуйте основные пути миниатюризации электронной аппаратуры.
24. Какие типы функциональных модулей выпускают в промышленности?
25. Какие изделия относятся к микросхемам?
26. Что представляют собой интегральные схемы?
27. Какие существуют два основных вида интегральных схем и чем они отличаются друг от друга?
28. Как разделяют интегральные схемы по их функциональному назначению?
29. Как обозначают интегральные схемы?

ГЛАВА II

КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

§ 2.1. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ОДИНОЧНОМ КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

В промышленной электронике широко используют электромагнитные колебания высокой частоты. Для их создания, усиления и фильтрации необходимы электрические колебательные системы. Простейшей такой системой является *колебательный контур*.

Колебательным контуром называют электрическую цепь, состоящую из емкости C и индуктивности L (рис. 2.1). Если в колебательном контуре отсутствуют потери энергии, он является идеальным.

Реальный колебательный контур обязательно содержит активное сопротивление, обусловленное потерями энергии за счет потерь в проводе катушки, диэлектрических потерь в конденсаторе и потерь на излучение.

К контуру может быть подсоединен генератор переменного тока. Если элементы контура включены последовательно (рис. 2.2, *а*), то контур называют последовательным. Если элементы контура соединены параллельно по отношению к генератору (рис. 2.2, *б*), то контур называют параллельным.

Рассмотрение колебаний в контуре удобно начать с идеального колебательного контура, что позволит представить физические процессы и получить основные количественные соотношения, не прибегая к сложному математическому аппарату.

Для возбуждения колебаний в контуре необходим источник энергии, например гальваническая батарея (рис. 2.3).

Если поставить переключатель K в первое положение, произойдет заряд конденсатора (теоретически мгновенно, так как считается, что активных сопротивлений в цепи заряда нет).
Между обкладками конденсатора возникает разность потенциалов E, равная э. д. с. источника.

В электрическом поле конденсатора запасается энергия

$$W_C = CE^2/2, \tag{2.1}$$

где W_C — количество энергии, Дж; C — емкость конденсатора, Ф: E — разность потенциалов, В.

Если перевести переключатель K во второе положение, то конденсатор будет замкнут через индуктивность. Конденсатор получает

возможность разряжаться через катушку, в результате чего и возникает колебательный процесс.

Примем за начало колебательного процесса ($t = 0$) момент подключения заряженного конденсатора к катушке. В этот момент вся энергия колебательного контура сосредоточена в электрическом поле конденсатора.

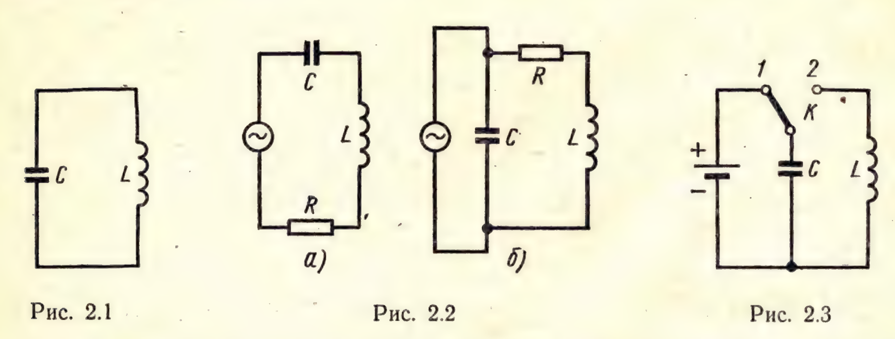


Рис. 2.1 Рис. 2.2 Рис. 2.3

При разряде конденсатора под действием разности потенциалов E в контуре появляется ток, создающий вокруг витков катушки магнитное поле. Согласно правилу Ленца при этом возникает э. д. с. самоиндукции встречного знака, которая препятствует быстрому нарастанию тока и замедляет разряд конденсатора. Энергия электрического поля конденсатора уменьшается с уменьшением разности потенциалов между обкладками, а ток и соответственно напряженность магнитного поля катушки увеличиваются (рис. 2.4).

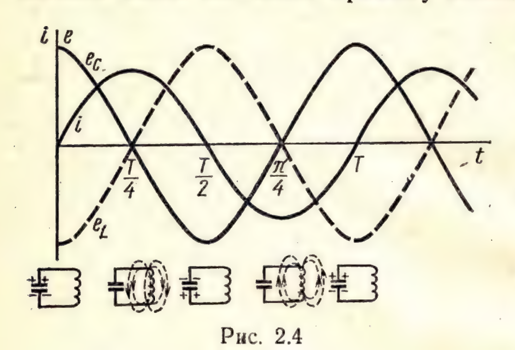


Рис. 2.4

Энергия магнитного поля катушки определяется выражением

$$W_L = Li^2/2, \quad (2.2)$$

где W_L — количество энергии, Дж; L — индуктивность катушки, Г; i — мгновенное значение тока, А.

К моменту времени $t = T/4$ конденсатор полностью разряжается и разность потенциалов между его обкладками становится равной нулю ($e_C = 0$). Ток в контуре в этот момент достигает максимума ($i = I_{max}$) и количество энергии магнитного поля будет максимально:

$$W_L = LI^2_{max}/2. \quad (2.3)$$

Энергия электрического поля конденсатора полностью (в идеальном контуре потерь нет) переходит в энергию магнитного поля катуш-

ки, которая поддерживает ток, протекающий в контуре. При уменьшении тока в катушке возникает э. д. с. самоиндукции согласного знака, препятствующая мгновенному спаду тока. В результате конденсатор вновь заряжается, но с переменой знака на пластинах по сравнению с начальным зарядом. Энергия магнитного поля катушки переходит в энергию электрического поля конденсатора.

К моменту времени $t = T/2$ ток становится равным нулю ($i = 0$), а разность потенциалов между обкладками конденсатора достигает максимального значения ($e_C = E$). После этого конденсатор начинает разряжаться через катушку, но ток в контуре получает обратное направление. Разряд заканчивается в момент времени $t = 3T/4$, а затем происходит новый заряд конденсатора. К моменту $t = T$ разность потенциалов между обкладками конденсатора становится равной по величине и знаку первоначальному значению в момент $t = 0$.

Затем повторяется тот же цикл. В идеальном контуре этот процесс мог бы продолжаться неограниченное время. Процесс непрерывного превращения энергии из электрической в магнитную и из магнитной в электрическую называют электромагнитными колебаниями. Время T, в течение которого происходит один полный цикл (одно колебание), составляет *период колебаний*.

Колебания, при которых амплитудные значения разности потенциалов и тока остаются неизменными, называют незатухающими. Незатухающие колебания в идеальном контуре после первого заряда конденсатора происходят без внешних воздействий и поэтому называются свободными (или собственными) колебаниями.

Мощность, расходуемая в идеальном контуре, равна нулю, что подтверждается не только физическими соображениями (отсутствие потерь), но и сдвигом фаз между напряжением и током на четверть периода ($\pi/2 = 90°$).

Как известно

$$P = UI\cos\varphi, \tag{2.4}$$

но здесь $\cos\varphi = \cos\pi/2 = 0$ и, следовательно, $P = 0$.

Полный переход энергии электрического поля в энергию магнитного поля означает равенство соответствующих выражений для W_C и W_L (2.1 и 2.2).

Тогда

$$CE^2/2 = LI^2_{max}/2. \tag{2.5}$$

Поскольку для колебательного контура справедливы законы синусоидального тока, запишем:

$$I_{max} = E/\omega_0 L, \tag{2.6}$$

где ω_0 — угловая (круговая) частота тока в контуре.

Подставив (2.6) в (2.5), получим

$$CE^2/2 = LE^2/2\omega_0^2 L^2, \tag{2.7}$$

откуда

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \qquad (2.8)$$

Или, учитывая, что $\omega_0 = 2\pi f_0$, можно записать

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}, \qquad (2.9)$$

где f_0 — частота свободных колебаний идеального контура, [Гц]; L — индуктивность катушки контура, [Г]; C — емкость конденсатора контура, [Ф].

Период собственных колебаний идеального контура определяется выражением

$$T_0 = 1/f_0 = 2\pi\sqrt{LC}, \qquad (2.10)$$

которое называется «формулой Томсона» и является одним из важнейших соотношений радиоэлектроники.

Отношение напряжения на контуре к току в нем при свободных колебаниях называют *характеристическим сопротивлением контура* ρ. Из выражения (2.5) можно получить

$$I_{max} = E/\sqrt{L/C} = E/\rho. \qquad (2.11)$$

Характеристическое или волновое сопротивление контура

$$\rho = \sqrt{L/C} \qquad (2.12)$$

имеет размерность сопротивления. Нетрудно показать, что характеристическое сопротивление контура равно индуктивному сопротивлению катушки или емкостному сопротивлению конденсатора для тока свободных колебаний.

Действительно

$$X_L = \omega_0 L \qquad (2.13)$$

и, подставляя значение ω_0 из (2.8), получим

$$X_L = \frac{1}{\sqrt{LC}} L = \sqrt{L/C} = \rho. \qquad (2.14)$$

Аналогично

$$X_C = 1/\omega_0 C = \sqrt{LC}/C = \sqrt{L/C} = \rho. \qquad (2.15)$$

Поскольку реальный контур всегда содержит активное сопротивление, часть запасенной энергии переходит в тепло и колебания затухают. Амплитуда колебаний (амплитуда напряжения и тока) убывает по экспоненциальному закону (рис. 2.5). Степень затухания зависит в основном от величины активного сопротивления контура. Математически *затухание контура* определяется как отношение активного сопротивления контура к волновому

$$d = R/\rho. \qquad (2.16)$$

Величину, обратную затуханию, называют *добротностью контура* и выражают, как

$$Q = 1/d = \rho/R. \qquad (2.17)$$

На основании (2.14) и (2.15) можно записать

$$Q = \omega_0 L/R = 1/\omega_0 CR. \qquad (2.18)$$

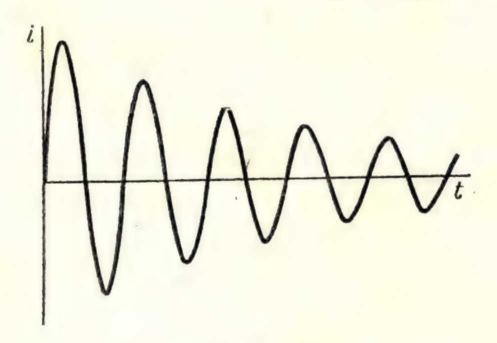


Рис. 2.5

Рис. 2.6

Чем меньше активное сопротивление контура по сравнению с реактивным, тем выше добротность контура. Потери в контуре, а следовательно, и его добротность определяются главным образом катушкой индуктивности. Для применяемых на практике колебательных контуров добротность составляет от нескольких десятков до нескольких сотен.

Следует указать, что активное сопротивление в контуре влияет и на частоту собственных колебаний. Для реального контура частота определяется выражением

$$f = f_0 \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{4L}} = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}. \qquad (2.19)$$

Однако нетрудно заметить, что для контуров с обычными значениями добротности частота практически не отличается от собственной частоты идеального контура. Поэтому при расчетах колебательных контуров пользуются основным выражением (2.9).

В отличие от идеального контура в реальном контуре при определенных условиях колебательный процесс может вообще не возникнуть. Если активное сопротивление контура велико, разряд конденсатора носит апериодический характер (рис. 2.6). Математический анализ показывает, что колебательный процесс возникает только при условии

$$R < 2\rho, \qquad (2.20)$$

которое и является условием возникновения свободных колебаний в контуре.

Затухающие колебания использовались для передачи сигналов в первых радиопередатчиках, начиная с момента изобретения радио А. С. Поповым. Однако современная радиоэлектроника использует почти исключительно незатухающие колебания.

В реальном контуре для пополнения энергии необходим генератор переменного тока. Частота колебаний, возникающих при этом в контуре, определяется частотой генератора. Такие колебания называют *вынужденными*.

На рис. 2.2,*а* был изображен последовательный колебательный контур, в котором сопротивление потерь для удобства анализа представлено в виде резистора R. Модуль полного сопротивления такого контура может быть найден из выражения:

$$Z_к = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \qquad (2.21)$$

Ток в контуре $I_к$ определяется напряжением включенного генератора $U_{ген}$ и сопротивлением $Z_к$:

$$I_к = \frac{U_{ген}}{Z_к} = \frac{U_{ген}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \qquad (2.22)$$

Реактивные составляющие сопротивления контура зависят от частоты, причем индуктивное сопротивление с ростом частоты увеличивается, а емкостное — уменьшается. При определенной частоте генератора, называемой *резонансной*, реактивное сопротивление контура становится равным нулю:

$$X = X_L - X_C = \omega_{рез}L - \frac{1}{\omega_{рез}C} = 0. \qquad (2.23)$$

Очевидно, при этом сопротивление контура $Z_к$ будет минимальным и равным активной составляющей R.

Из выражения (2.23) можно найти значение резонансной частоты:

$$\omega_{рез} = 1/\sqrt{LC} \qquad (2.24)$$

или

$$f_{рез} = 1/2\pi\sqrt{LC}. \qquad (2.25)$$

Сравнив полученные выражения с формулами частоты свободных колебаний (2.8 и 2.9), убеждаемся, что резонансная частота $f_{рез}$ совпадает с собственной частотой контура f_0.

Возникающий при этом режим называют *резонансом в последовательном контуре*. Ток в контуре при резонансе достигает максимального значения:

$$I_{рез} = I_{к\,max} = U_{ген}/R. \qquad (2.26)$$

Резонансный ток контура совпадает по фазе с напряжением генератора, так как сопротивление контура при этом имеет активный характер.

Найдем амплитуды напряжения на индуктивности и емкости в момент резонанса:

$$U_{L\,\max} = I_{\text{к}\,\max}\omega_0 L = I_{\text{к}\,\max}\rho = U_{\text{ген}}\,Q, \tag{2.27}$$

$$U_{C\,\max} = I_{\text{к}\,\max}\frac{1}{\omega_0 C} = I_{\text{к}\,\max}\rho = U_{\text{ген}}Q. \tag{2.28}$$

Из выражений (2.27) и (2.28) видно, что амплитуды напряжений на индуктивности и емкости численно равны между собой и превышают напряжение генератора в Q раз. Поэтому резонанс в последовательном контуре принято называть *резонансом напряжений*.

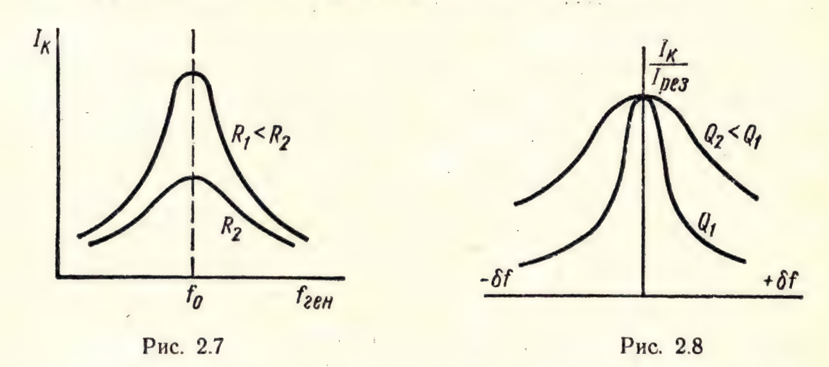


Рис. 2.7 Рис. 2.8

Напряжение на емкости опережает по фазе ток контура на четверть периода $\pi/2$, а напряжение на индуктивности отстает от тока на четверть периода $\pi/2$. Следовательно, эти два напряжения сдвинуты между собой на полпериода и находятся в противофазе, взаимно компенсируя друг друга.

Если частота генератора не совпадает с собственной частотой контура, сопротивление последнего возрастает и ток в контуре уменьшается. Характер сопротивления контура зависит от частоты: на резонансной частоте, как уже указывалось, оно чисто активное, при частоте ниже резонансной носит емкостный характер ($X_L < X_C$), а при частоте выше резонансной — индуктивный ($X_L > X_C$).

На рис. 2.7 представлены графики, показывающие изменение тока в контуре от частоты генератора вблизи резонанса. Такие графики называют *резонансными характеристиками*.

Форма резонансной характеристики зависит от соотношения волнового и активного сопротивлений контура, т. е. от его добротности. На рис 2.7 кривые относятся к двум контурам с одинаковыми индуктивностями и емкостями, но разными активными сопротивлениями. Очевидно, что сопротивление второго контура R_2 (нижняя кривая) больше сопротивления первого контура R_1. Чем выше добротность контура, тем острее его резонансная кривая.

Наиболее наглядно можно сравнивать различные контуры, если построить их резонансные кривые в так называемом относительном масштабе. При этом по оси ординат откладывается отношение тока в

контуре к току при резонансе ($I_к/I_{рез}$), а по оси абсцисс — абсолютная или относительная расстройка контура (рис. 2.8).

Абсолютной расстройкой контура Δf называют разность между частотой генератора и собственной частотой контура:

$$\Delta f = |f_{ген} - f_0|, \qquad (2.29)$$

а относительной расстройкой — отношение абсолютной расстройки к собственной частоте контура:

$$\delta f = \Delta f / f_0. \qquad (2.30)$$

Резонансные кривые показывают, что ток в контуре зависит от частоты. Диапазон частот $f_1 \leqslant f \leqslant f_2$, в пределах которого ток в контуре равен или превышает $1/\sqrt{2} = 0{,}707$ от тока при резонансе, принято называть *полосой пропускания контура*. При этом условно считается, что частоты за пределами указанной полосы контур вообще не пропускает.

Отношение тока в контуре при любой частоте ω к току при резонансе ($\omega = \omega_0$) можно определить, разделив (2.22) на (2.26):

$$I_к/I_{рез} = R \Big/ \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \qquad (2.31)$$

На частотах f_2 и f_1, ограничивающих полосу пропускания $2\Delta f$, ток в контуре по определению составляет 0,707 тока при резонансе. Тогда

$$\frac{I_{к\,(f_2,\,f_1)}}{I_{рез}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \qquad (2.32)$$

и

$$R = \omega L - \frac{1}{\omega C}. \qquad (2.33)$$

Если разделить это выражение на $\omega_0 L$, то, учитывая (2.8) и (2.18), можно записать

$$\frac{1}{Q} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{f^2 - f_0^2}{f_0 f} = \frac{(f - f_0)(f + f_0)}{f_0 f}. \qquad (2.34)$$

Поскольку частота f близка к резонансной частоте f_0, можно считать $f + f_0 \approx 2f$ и тогда

$$1/Q \approx 2\Delta f / f_0 \qquad (2.35)$$

или

$$2\Delta f \approx f_0 / Q. \qquad (2.36)$$

Ширина полосы пропускания прямо пропорциональна резонансной частоте и обратно пропорциональна добротности контура.

Если выразить полосу пропускания через затухание (2.17), получим

$$2\Delta f \approx f_0 d. \qquad (2.37)$$

Выражение (2.35) позволяет легко определить величину Q экспериментально. Для этого достаточно, изменяя частоту источника, определить резонансную частоту f_0 и частоты f_1 и f_2, на которых ток в контуре падает на $1/\sqrt{2}$ от максимального значения. Зная $f_р$, f_1 и f_2, легко подсчитать добротность Q по формуле

$$Q = \frac{f_р}{f_1 - f_2}.$$

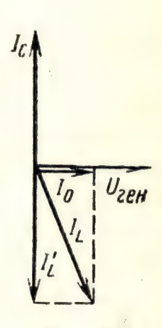


Рис. 2.9

На рис. 2.2,*б* была приведена схема параллельного колебательного контура. Токи в емкостной и идуктивной ветвях контура зависят от частоты и в общем случае различны, так как эти ветви подключены к генератору параллельно. С увеличением частоты емкостное сопротивление конденсатора уменьшается, а индуктивное сопротивление катушки увеличивается. На резонансной частоте, равной частоте свободных колебаний контура, эти сопротивления становятся равными (ср. с 2.23). Токи в ветвях при этом также равны. Такой режим называют *резонансом токов*.

В идеальном контуре без потерь ток в емкостной ветви опережает напряжение генератора по фазе на 90° ($\pi/2$), а ток в индуктивной ветви соответственно отстает на 90° ($\pi/2$). В общей неразветвленной цепи, где протекают оба тока, они оказываются сдвинутыми между собой на 180°(π), т. е. находятся в противофазе. При резонансе ток в неразветвленной цепи равен нулю, но внутри контура продолжает протекать так называемый контурный ток, за счет которого происходит обмен энергией между емкостью и индуктивностью. Отсутствие тока в общей ветви означает, что сопротивление параллельного контура при резонансе бесконечно велико.

В реальном контуре часть энергии расходуется в активном сопротивлении и в общей цепи будет протекать ток, совпадающий по фазе с напряжением генератора.

Поскольку на практике потери в контуре сосредоточены главным образом в катушке, можно представить ток индуктивной ветви геометрической суммой реактивной и активной составляющих (рис. 2.9).

Резонансу в реальном параллельном контуре соответствует равенство емкостного тока и реактивной составляющей индуктивного тока. При этом ток в общей цепи имеет минимальную амплитуду и совпадает по фазе с напряжением генератора. Соответственно сопротивление параллельного контура при резонансе имеет максимальную величину и носит активный характер.

Ток в контуре при резонансе превышает ток в общей цепи в Q раз. Действительно, отношение токов I_0 и $I_к$ равно отношению активной

и реактивной составляющих индуктивного сопротивления:

$$I_0/I_к = R/\sqrt{R^2 + (\omega_0 L)^2}. \qquad (2.38)$$

Поскольку $R << \omega_0 L$,

$$I_0/I_к \approx R/\omega_0 L = 1/Q \qquad (2.39)$$

и

$$I_к = QI_0. \qquad (2.40)$$

Следовательно, чем выше добротность контура, тем меньше ток в неразветвленной цепи при резонансе.

Рис. 2.10

Реальный контур получает от генератора некоторое количество энергии

$$P_{ген} = I_0^2 Z_{рез}, \qquad (2.41)$$

где $Z_{рез}$ — сопротивление контура при резонансе.

Эта энергия полностью расходуется в активном сопротивлении контура:

$$P_R = I_к^2 R, \qquad (2.42)$$

где R — активное сопротивление контура с учетом его потерь.

Приравнивая (2.41) и (2.42) и учитывая (2.40), (2.17) и (2.14), получим

$$Z_{рез} = I_к^2 R / I_0^2 = Q^2 R = \rho^2/R = L/CR. \qquad (2.43)$$

Таким образом, резонансное сопротивление параллельного контура зависит не только от активного сопротивления потерь, но и от волнового сопротивления контура, т. е. от соотношения величин индуктивности и емкости контура.

Резонансное сопротивление параллельного контура носит чисто активный характер и обозначается $R_{экв}$.

При частоте ниже резонансной в общей цепи преобладает индуктивный ток, а при частоте выше резонансной — емкостный. Соответственно в первом случае контур представляет собой индуктивное сопротивление, а во втором — емкостное. При изменении частоты генератора меняется фазовый сдвиг между напряжением генератора и током в общей цепи. На частотах, далеких от резонансной, реактивные токи значительно превышают активный ток и фазовый сдвиг близок к 90° ($\pi/2$). Наглядно зависимость фазового сдвига от частоты иллюстрируется так называемой *фазово-частотной характеристикой* параллельного контура (рис. 2.10).

Зависимость тока и напряжения параллельного контура от частоты, т. е. его резонансные кривые, существенно зависят от соотношения сопротивления контура и внутреннего сопротивления подключенного к нему генератора. Для крайнего случая, когда сопротивление генератора пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением

контура ($R_i \approx 0$), напряжение на контуре не зависит от частоты и равно э. д. с. генератора. Ток в общей цепи будет минимальным при резонансной частоте. На рис. 2.11 изображена резонансная кривая тока.

При другом крайнем случае, когда сопротивление генератора весьма велико по сравнению с сопротивлением контура ($R_i \gg Z_{рез}$),

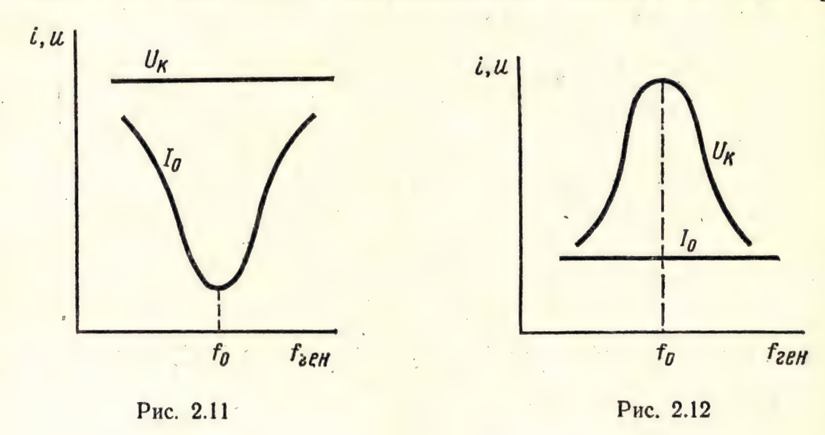


Рис. 2.11 Рис. 2.12

можно считать, что полное сопротивление цепи равно сопротивлению генератора и не зависит от частоты. Следовательно, не зависит от частоты и ток в общей цепи. Напряжение же на контуре будет изменяться с изменением частоты (рис. 2.12). Резонансные кривые тока и напряжения для параллельного контура при промежуточных значениях сопротивления генератора представлены на рис. 2.13, *а*, *б*.

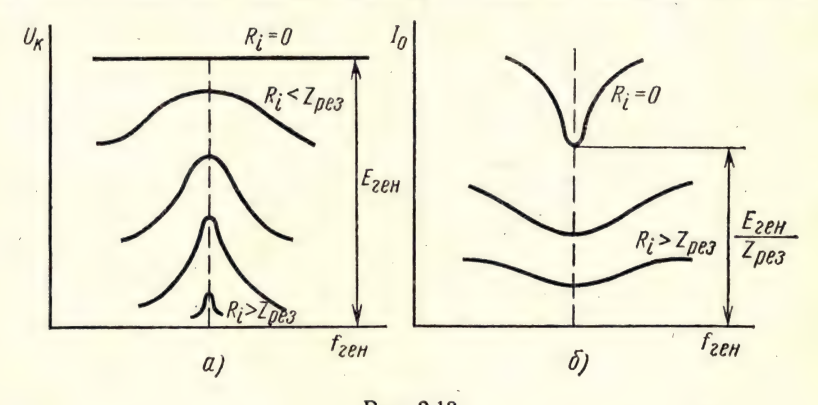


Рис. 2.13

Полоса пропускания контура ограничивается частотами, на которых ток или напряжение изменяются в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с резонансными. Для параллельного контура полоса пропускания по току

в общем случае не совпадает с полосой пропускания по напряжению. Расчеты показывают, что полоса пропускания по току при $R_i \approx 0$ имеет минимальную величину:

$$2\Delta f_I = f_0/Q, \tag{2.44}$$

совпадающую со значением полосы пропускания для последовательного контура (см. 2.36). При увеличении сопротивления генератора эта полоса быстро растет. При равенстве внутреннего сопротивления генератора и резонансного сопротивления контура полоса пропускания увеличивается в $\sqrt{2}$ раз $\left(2\Delta f_I = \sqrt{2}\,\frac{f_0}{Q}\right)$ и уже при $R_i = 2{,}41\ Z_{\text{рез}}$ становится бесконечно большой. Полоса пропускания по напряжению при $R_i = \infty$ минимальна и равна полосе пропускания последовательного контура. При $R_i = Z_{\text{рез}}$ полоса увеличивается вдвое $\left(2\Delta f_U = 2\,\frac{f_0}{Q}\right)$ и при дальнейшем уменьшении сопротивления генератора стремится к бесконечности.

При заданном сопротивлении генератора расширение полосы пропускания контура может быть достигнуто за счет уменьшения его добротности. Для этой цели в контур включается добавочное сопротивление $R_д$. Эквивалентная добротность контура станет меньше:

$$Q_{\text{экв}} = \frac{\rho}{R + R_д} \tag{2.45}$$

и соответственно расширится полоса пропускания контура. Следует указать, что при этом резонансное сопротивление последовательного контура увеличивается, а параллельного уменьшается.

Для изменения полосы пропускания контура с конструктивной точки зрения удобно подключать сопротивление, параллельное контуру. При этом величина шунтирующего сопротивления измеряется десятками и сотнями килоом.

Нетрудно найти соотношение между сопротивлениями $R_д$ и $R_ш$, при которых достигается одинаковое расширение полосы. Поскольку добротность контура в этом случае уменьшается одинаково, мощности, расходуемые на сопротивлениях $R_д$ и $R_ш$, равны. Следовательно,

$$P_д = I_к^2 R_д = \left(\frac{U_{\text{ген}}}{\rho}\right)^2 R_д = P_ш = \frac{U_{\text{ген}}^2}{R_ш}, \tag{2.46}$$

откуда

$$R_ш = \rho^2/R_д. \tag{2.47}$$

Сопротивление $R_ш$ обычно имеет величину порядка десятков или сотен килоом.

В электронных схемах, где параллельный контур применяется в качестве нагрузки генератора, максимальная передача мощности осу-

ществляется при равенстве сопротивления генератора и резонансного сопротивления контура. Уменьшение резонансного сопротивления контура без изменения его параметров достигается при так называемом «неполном» включении контура (рис. 2.14). Резонансная частота и добротность контура при этом не изменяются, но резонансное сопротивление $Z'_{рез}$ между точками включения генератора меньше, чем у контура при обычном включении ($Z_{рез}$).

Действительно, генератор отдает контуру мощность

$$P' = U^2_{ген}/Z'_{рез}, \tag{2.48}$$

которая расходуется в активном сопротивлении контура R:

$$P_R = I^2_к R. \tag{2.49}$$

Ток в контуре $I_к$ в данном случае (рис. 2.14,*а*) определяется как

$$I_к = U_{ген}/\omega_0 L_1 \tag{2.50}$$

и, следовательно,

$$P_R = \left(U^2_{ген}/\omega_0^2 L_1^2\right) R. \tag{2.51}$$

Приравняв (2.48) и (2.51), получим

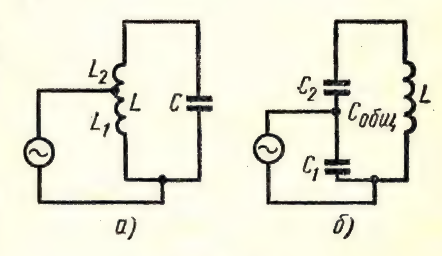


Рис. 2.14

$$Z'_{рез} = \omega_0^2 L_1^2/R.$$

Учитывая (2.8) и (2.43), окончательно получаем

$$Z'_{рез} = Z_{рез}(L_1/L)^2 = Z_{рез}p^2, \tag{2.52}$$

где $p = L_1/L$ — коэффициент включения контура, меньший единицы.

Следовательно, резонансное сопротивление контура при «неполном» включении всегда меньше, чем при обычном.

Аналогично для случая подключения к части емкостной ветви (рис. 2.14,*б*) можно получить

$$Z''_{рез} = Z_{рез}(C_{общ}/C_1)^2 = Z_{рез}p^2. \tag{2.53}$$

Колебательные контуры находят широкое применение в различных устройствах промышленной электроники (генераторы, усилители, приемные устройства и т. д.). Узкая полоса пропускания контура позволяет выделить из множества сигналов требуемые сигналы определенной частоты.

§ 2.2. СВЯЗАННЫЕ ЦЕПИ

Два контура называют связанными, если энергия переходит из одного контура в другой. Контур, питающийся от генератора, является *первичным*, а контур, получающий энергию от первичного — *вторичным*. Связь между контурами может осуществляться с помощью

общего магнитного или электрического поля или с помощью общего активного сопротивления. Рассмотрим основные *виды связи между контурами*.

Связь через общий магнитный поток может быть индуктивной (трансформаторной), автотрансформаторной и звеньевой. В первом случае связь осуществляется за счет взаимной индукции (рис. 2.15). Ток первичного контура I_1 создает вокруг катушки L_1 магнитный поток, который частично пересекает витки катушки вторичного контура. В катушке L_2 возникает э. д. с. взаимной индукции E_2, за счет которой создается ток I_2. Из первичного контура во вторичный передается определенная мощность, расходуемая в активном сопротивлении R_2. Величина связи зависит от расстояния между катушками и их взаимного расположения.

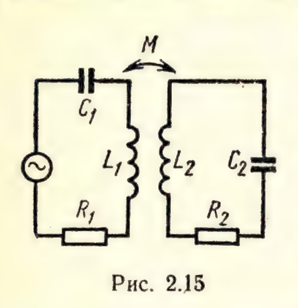


Рис. 2.15

При *автотрансформаторной связи* часть одной из катушек является общей для обеих контуров и служит элементом связи между ними (рис. 2.16). За счет тока первичного контура на общей части катушки $L_{св}$ возникает разность потенциалов, которая и создает ток во вторичном контуре. Величина связи зависит от того, какую часть составляет $L_{св}$ от полной индуктивности первичного контура L_1.

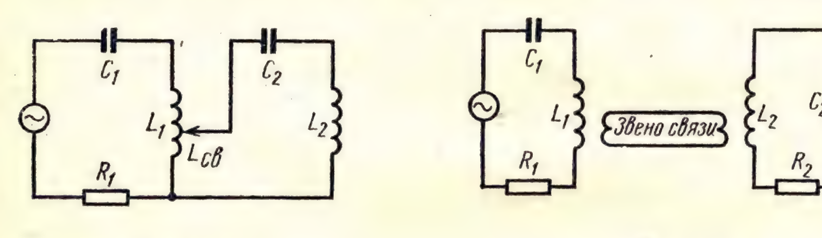


Рис. 2.16 Рис. 2.17

При *звеньевой связи* между катушками первичного и вторичного контуров вводится специальное звено связи, состоящее из двух катушек (рис. 2.17). В одной из них магнитный поток первичного контура создает э. д. с. взаимной индукции. Ток, возникающий в звене связи, в свою очередь создает магнитный поток во второй катушке, что приводит к возникновению э. д. с. взаимной индукции во вторичном контуре.

Связь с помощью общего электрического поля (*емкостная связь*) может быть внутренней и внешней. Схема соединения контуров при *внутренней емкостной связи* аналогична автотрансформаторной связи (рис. 2.18). Под действием разности потенциалов на конденсаторе связи $C_{св}$ во вторичном контуре возникает ток. Емкость конденсатора $C_{св}$ значительно превышает емкость первичного контура C_1. Величина связи зависит от отношения этих емкостей.

При *внешней емкостной связи* вторичный контур включается параллельно с источником вводимого в него напряжения (рис. 2.19). Элементом связи служит конденсатор $C_{св}$. Величина связи определяется его емкостью.

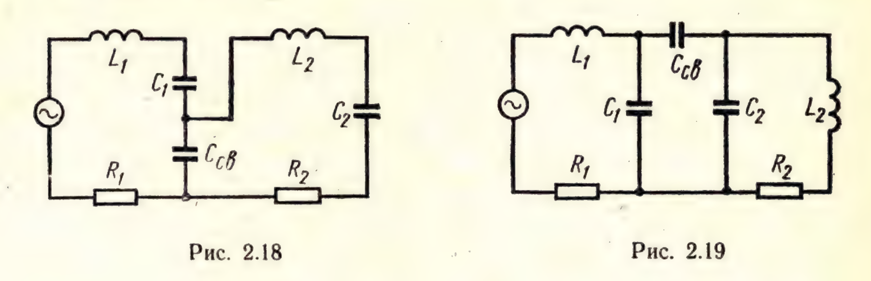


Рис. 2.18 Рис. 2.19

При *связи через общее активное сопротивление* $R_{св}$ (*гальваническая связь*) на нем образуется падение напряжения за счет тока первичного контура (рис. 2.20). Это напряжение вводится во вторичный контур. Величина связи зависит от величины сопротивления $R_{св}$. В связи с

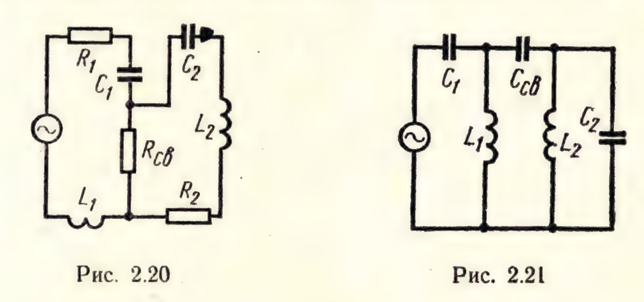


Рис. 2.20 Рис. 2.21

тем что добротность контуров уменьшается при введении $R_{св}$, этот вид связи используется в тех случаях, когда необходимо расширить полосу пропускания.

В схемах промышленной электроники встречается и *смешанная связь*, например индуктивно-емкостная (рис. 2.21).

Удобно рассмотреть некоторые основные соотношения, характеризующие систему связанных контуров, на примере трансформаторной связи.

Отношения коэффициента взаимной индукции M и индуктивностей катушек L_1 и L_2 называют степенями связи и выражают как

$$k_1 = M/L_1, \quad k_2 = M/L_2. \tag{2.54}$$

Среднее геометрическое из степеней связи называют *коэффициентом связи* и обозначают

$$K = \sqrt{k_1 k_2} = M/\sqrt{L_1 L_2}. \tag{2.55}$$

Умножив числитель и знаменатель в выражении (2.55) на угловую частоту ω, получаем

$$K = \frac{\omega M}{\sqrt{\omega L_1 \omega L_2}} . \qquad (2.56)$$

Заменяя ωM на $X_{св}$, а ωL_1 и ωL_2 на X_1 и X_2, получаем общее выражение для коэффициента связи, пригодное для любого вида связи между контурами:

$$K = X_{св}/\sqrt{X_1 X_2}, \qquad (2.57)$$

где $X_{св}$ — сопротивление элемента связи; X_1 и X_2 — реактивные сопротивления первичного и вторичного контуров, одноименные с элементом связи.

Например, для внутренней емкостной связи

$$X_{св} = \frac{1}{\omega C_{св}}; \quad X_1 = \frac{1}{\omega \dfrac{C_1 C_{св}}{C_1 + C_{св}}}; \quad X_2 = \frac{1}{\omega \dfrac{C_2 C_{св}}{C_2 + C_{св}}} \qquad (2.58)$$

и

$$K = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_{св})\,(C_2 + C_{св})}} .$$

Коэффициент связи показывает, какую долю составляют э. д. с., наведенная во вторичном контуре, от предельно возможной. Он может принимать значения от нуля до единицы, но чаще выражается в процентах. Изменение коэффициента связи достигается при трансформаторной связи изменением расстояния между катушками, что изменяет коэффициент взаимной индукции M, а при автотрансформаторной — изменением величины индуктивности $L_{св}$. При внутренней емкостной связи для этой цели изменяют величину емкости $C_{св}$ (при ее уменьшении коэффициент связи увеличивается), а при внешней емкостной связи увеличение емкости $C_{св}$ приводит к увеличению коэффициента связи.

Воздействие вторичного контура на первичный выражается в том, что в первичном контуре в свою очередь наводится э. д. с., направленная навстречу напряжению генератора, создающего ток в первичном контуре. Это приводит к уменьшению тока в первичном контуре. Чем больше степень связи между контурами, тем больше ток во вторичном контуре и тем меньше ток в первичном.

Уменьшение тока в первичном контуре эквивалентно увеличению в нем активного сопротивления. Физически это объясняется тем, что энергия, подводимая от генератора к первичному контуру, расходуется не только в нем, но частично передается и во вторичный контур. Условно можно говорить о том, что вторичный контур как бы «вносит» в первичный дополнительное «*вносимое сопротивление*». Введение этого понятия удобно для расчетов, хотя, естественно, не отражает физической сути явления, так как никакое реальное сопротивление в контур не вносится.

Для определения величины вносимого сопротивления рассмотрим процессы, происходящие в связанных контурах. Э. д. с. генератора $\dot{E}$ по второму закону Кирхгофа компенсирует падение напряжения на полном сопротивлении первичного контура Z_1 от тока $\dot{I}_1$ и на сопротивлении связи $X_{св}$ от тока вторичного контура $\dot{I}_2$:

$$\dot{E} = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_2 X_{св}. \qquad (2.59)$$

Во вторичном контуре сумма падений напряжений на сопротивлении связи $X_{св}$ от тока $\dot{I}_1$ и на полном сопротивлении вторичного контура Z_2 от тока $\dot{I}_2$ равна нулю:

$$\dot{I}_1 X_{св} + \dot{I}_2 Z_2 = 0. \qquad (2.60)$$

Подставив значение $\dot{I}_2$ из (2.60) в (2.59), получим

$$\dot{E} = \dot{I}_1 \left(Z_1 - \frac{X_{св}^2}{Z_2} \right). \qquad (2.61)$$

Выражение в скобках эквивалентно входному сопротивлению связанных контуров $Z_{вх}$. Запишем его в развернутом виде:

$$Z_{вх} = Z_1 - \frac{X_{св}^2}{Z_2} = r_1 + jx_1 + \frac{x_{св}^2}{r_2 + jx_2}. \qquad (2.62)$$

После освобождения от мнимого члена в знаменателе получим окончательно

$$Z_{вх} = \left(r_1 + \frac{x_{св}^2}{Z_2^2} r_2 \right) + j \left(x_1 - \frac{x_{св}^2}{Z_2^2} x_2 \right) = (r_1 + r_{вн}) + j(x_1 - x_{вн}). \qquad (2.63)$$

Очевидно, что вторые слагаемые в скобках и являются вносимыми сопротивлениями. Знак минус во второй скобке означает, что реактивное сопротивление, вносимое из вторичного контура в первичный, противоположно по знаку реактивному сопротивлению первичного контура.

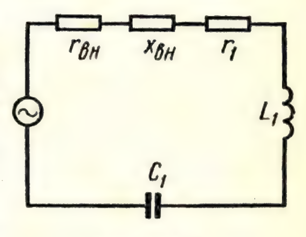


Рис. 2.22

С помощью вносимых сопротивлений систему связанных контуров можно заменить одним эквивалентным контуром, в котором сопротивления $r_{вн}$ и $x_{вн}$ заменяют воздействие вторичного контура на первичный (рис. 2.22). Аналогично можно представить схему эквивалентного контура, включающую элементы вторичного контура и вносимые сопротивления, учитывающие воздействие первичного контура. Естественно, что такая замена опять же является только расчетным приемом, поскольку в реальной аппаратуре замена системы связанных контуров одним контуром невозможна.

Для генератора сопротивления, вносимые в первичный контур, как бы заменяют вторичный контур. Очевидно, что мощность, поступающая во вторичный контур, равна мощности, выделяемой на вносимом сопротивлении.

Для получения максимальной мощности во вторичном контуре, что имеет место при максимальном токе в нем, используется настройка контуров в резонанс. В системе связанных контуров различают несколько *видов резонанса.*

Первый частный резонанс достигается настройкой только первичного контура. Если перестраивать первичный контур по частоте, не

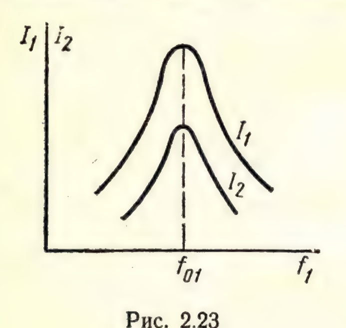


Рис. 2.23

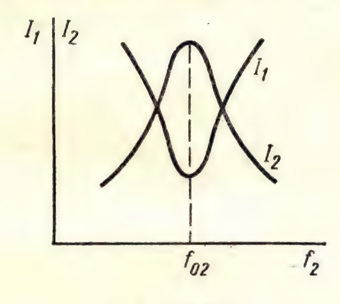


Рис. 2.24

меняя связи с вторичным (например, изменяя емкость C_1 при трансформаторной связи), можно на определенной частоте f_{01} добиться равенства по абсолютной величине x_1 и $x_{вн}$. Поскольку эти составляющие противоположны по знаку (см. 2.63), реактивная составляющая входного сопротивления будет равна нулю и ток I_1 достигнет максимума (рис. 2.23). Одновременно максимума достигает и ток I_2.

Второй частный резонанс достигается настройкой только вторичного контура, например, емкостью C_2 при трансформаторной связи. Когда полное сопротивление вторичного контура на частоте f_{02} станет чисто активным, ток I_2 достигнет максимума. Увеличение тока I_2 приводит к росту э. д. с., индуктируемой этим током в первичном контуре, а следовательно, к увеличению вносимого сопротивления и уменьшению тока I_1 в первичном контуре (рис. 2.24).

Максимумы тока I_2, достигаемые при первом и втором частном резонансах, не являются предельными. Дело в том, что в этих случаях связь между контурами подбиралась произвольно, в то время как максимальная передача мощности во вторичный контур возможна только при определенном, оптимальном значении этой связи. Как известно из электротехники, условием максимальной передачи мощности является равенство сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления генератора. Для связанных контуров это соответствует равенству активного сопротивления, вносимого в первичный контур, и его собственного активного сопротивления. Кроме того, остается в силе условие равенства по абсолютной величине реактивного вносимого сопротивления и собственного реактивного сопротивления первичного контура (условие первого частного резонанса).

Одновременное удовлетворение обоих указанных условий достигается при сложном и полном резонансах.

Сложный резонанс может быть достигнут при настройке одного из контуров (любого) с одновременным подбором оптимальной связи. Практически при этом приходится выполнять несколько повторных регулировок, постепенно приближаясь к оптимуму.

Более удобно настраивать контуры в *полный резонанс*. При этом сперва настраивают первичный контур в резонанс с частотой генератора при отключенном вторичном контуре. Затем при очень слабой связи настраивают в резонанс вторичный контур (практически на ту же частоту) и, наконец, увеличивают связь до получения максимального значения тока I_2 во вторичном контуре. Недостатком настройки в полный резонанс является необходимость иметь три органа регулировки вместо двух, но трудоемкость настройки здесь значительно меньше, чем при сложном резонансе.

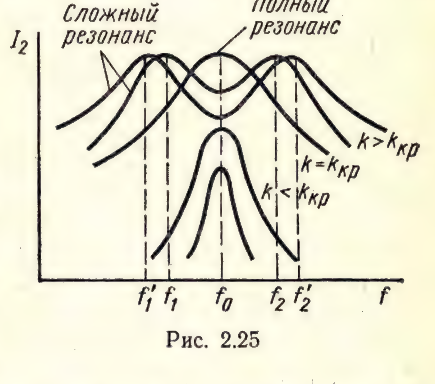


Рис. 2.25

Следует указать, что полный резонанс достигается при минимально возможной связи, которая носит название *критической связи*. Сложный резонанс требует бо́льшей связи между контурами.

Резонансные кривые связанных контуров определяются не только их добротностью, но и коэффициентом связи. Рассмотрим наиболее простой и в основном применяемый на практике случай, когда оба контура одинаковы.

При критической связи и частоте генератора, равной собственной частоте контуров ($f_{ген} = f_0$), имеет место полный резонанс и ток I_2 во вторичном контуре достигает предельно возможной величины (рис. 2.25). При изменении частоты генератора контуры расстраиваются, увеличиваются их реактивные сопротивления и ток I_2 уменьшается.

При связи, меньшей критической, резонансная кривая имеет аналогичную форму, но ток I_2 уже не достигает предельного значения, так как вносимое активное сопротивление $r_{вн}$ теперь меньше активного сопротивления r_1 первичного контура ($r_{вн} < r_1$) и условие максимальной передачи мощности не соблюдается.

При связи, большей критической, на частоте генератора $f_{ген} = f_0$ ток во вторичном контуре тоже меньше предельного. Как и в предыдущем случае $r_{вн}$ и r_1 не равны между собой, только теперь $r_{вн} > r_1$. При изменении частоты генератора расстройка вторичного контура приводит к увеличению его сопротивления, что уменьшает вносимое сопротивление $r_{вн}$ (см. 2.63). На определенных частотах f_1 и f_2, которые называют *частотами связи*, наступает равенство $r_{вн} = r_1$ и ток во вторичном контуре достигает предельного значения. При оди-

наковых контурах в этом случае соответствующие реактивные сопротивления ($x_{вн}$ и x_1) также равны, но противоположны по знаку, т. е. имеет место сложный резонанс. На частотах, меньших, чем «медленная» частота связи f_1, и бо́льших, чем «быстрая» частота связи f_2, ток во вторичном контуре убывает, так как теперь $r_{вн} < r_1$. Резонансная кривая имеет в этом случае два максимума.

В контурах, используемых в схемах промышленной электроники, обычно сопротивление потерь значительно меньше сопротивления реактивных элементов контуров. Поэтому на практике можно полагать

$$z_2^2 = r_2^2 + x_2^2 \approx x_2^2. \qquad (2.64)$$

Если контуры идентичны, то

$$x_1 = x_2 = x. \qquad (2.65)$$

Тогда условие резонанса на основании выражения (2.63) запишется так:

$$x = \frac{X_{св}^2}{z_2^2} x_2 = \frac{X_{св}^2}{x}, \qquad (2.66)$$

откуда

$$x = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) = \omega L\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) = \pm X_{св}. \qquad (2.67)$$

Сопоставляя это выражение с (2.57), получаем формулу для определения частот связи:

$$f_{1,2} = \frac{\omega_{1,2}}{2\pi} = \frac{\omega_0}{2\pi\sqrt{1 \pm K}}, \qquad (2.68)$$

где K — коэффициент связи.

Из формулы видно, что с увеличением коэффициента связи частоты связи удаляются от собственной частоты контуров.

Следует напомнить, что формула (2.68) является приближенной, так как при ее выводе было сделано допущение об отсутствии потерь в контурах. Тем не менее, при контурах с высокой добротностью и достаточно больших значениях коэффициента связи формула дает достаточную для практики точность.

Полоса пропускания связанных контуров определяется как область частот, на которых ток (в данном случае ток во вторичном контуре I_2) составляет не менее $1/\sqrt{2} = 0{,}707$ максимального его значения (для данной резонансной кривой). Напомним, что для одиночного контура полоса пропускания определяется только его добротностью (см. 2.36). Для связанных контуров полоса пропускания зависит от их добротности и от коэффициента связи.

При очень малой связи полоса пропускания меньше f_0/Q, так как в этом случае одновременно расстраиваются оба контура. При кри-

тической связи полоса достигает значения $\sqrt{2} f_0/Q$. При дальнейшем увеличении связи полоса расширяется еще больше (рис. 2.26). Максимально возможная ширина полосы пропускания будет в момент достижения впадиной между двумя максимумами уровня 0,707 от максимума. Расчеты показывают, что в этом случае

$$2\Delta f_{\max} = 3{,}1 \frac{f_0}{Q}. \qquad (2.69)$$

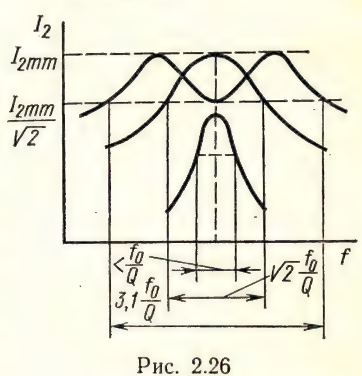


Рис. 2.26

По сравнению с одиночным контуром система связанных контуров обладает определенными преимуществами. Полоса пропускания может регулироваться в широких пределах. При этом возможно получить полосу, одинаковую с одиночным контуром, при значительно большей добротности контуров, что позволяет приблизить форму резонансной характеристики к прямоугольной. Иногда для этой же цели прибегают к небольшой взаимной расстройке контуров. Благодаря этим свойствам связанные контуры находят весьма широкое применение в схемах промышленной электроники.

§ 2.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

В электронных схемах часто бывает необходимость разделения (фильтрации) сигналов по частоте. Рассмотренные одиночный контур и связанные контуры позволяют выделить сигнал определенной частоты и значительно ослабить мешающие колебания на других частотах. Но такие простейшие фильтрующие системы, состоящие из минимального числа реактивных элементов (одной емкости и одной индуктивности), обладают резонансными характеристиками с довольно пологими склонами. Устройства, характеристики которых приближаются к прямоугольным и имеют крутые склоны, называют частотными электрическими фильтрами или просто электрическими фильтрами.

Обычно электрические фильтры состоят из реактивных (L и C) элементов, хотя в последнее время иногда применяют и так называемые безындукционные или RC-фильтры.

Полосу частот, в пределах которой колебания пропускаются фильтром, называют *полосой прозрачности* или *полосой пропускания фильтра*. Полосу частот, в пределах которой колебания не пропускаются фильтром, называют *полосой запирания* или *полосой затухания фильтра*.

Частоту, лежащую на границе полос прозрачности и запирания, называют *граничной частотой среза* (f_c или ω_c). Название фильтра определяется характером его полосы прозрачности. В соответствии с этим электрические фильтры делятся на следующие группы:

1) фильтры нижних частот, пропускающие токи с частотами от 0 до f_c;

2) фильтры верхних частот, пропускающие токи с частотами от f_c до ∞;

3) полосовые фильтры, пропускающие токи в полосе частот от f_{c1} до f_{c2};

4) заграждающие (режекторные) фильтры, не пропускающие токи в полосе частот от f_{c1} до f_{c2}.

Амплитудно-частотные характеристики указанных фильтров (в идеализированном виде) приведены на рис. 2.27.

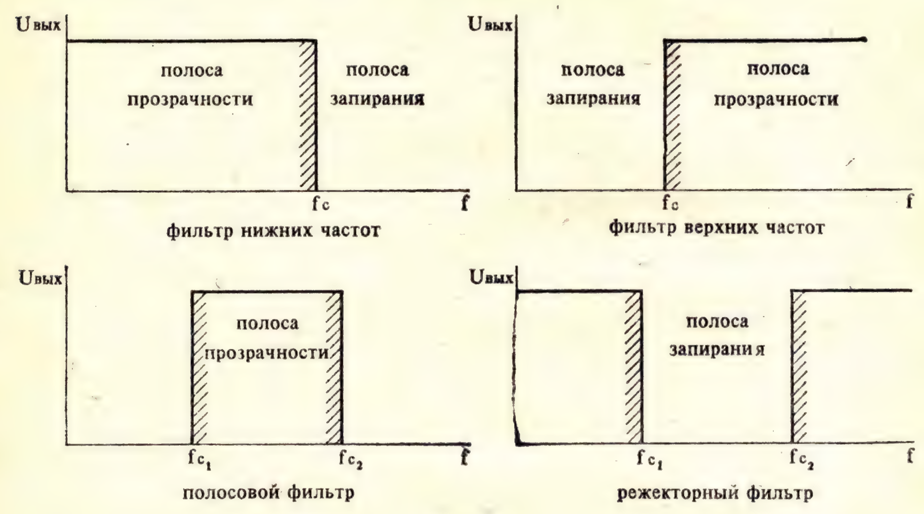


Рис. 2.27

Для удовлетворения высоких требований к прямоугольности частотных характеристик электрические фильтры должны состоять из многих простых звеньев (элементов, содержащих одну емкость и одну индуктивность). Каждое звено цепочки является четырехполюсником и содержит последовательно включенное Z_1 и параллельно включенное Z_2 сопротивления. По расположению этих сопротивлений на схеме различают звенья Г-образные, Т-образные и П-образные (рис. 2.28). Простейшим из них, очевидно, является Г-образное звено. Однако на практике чаще применяют Т- и П-образные звенья, так как они симметричны по отношению к входу и выходу, что позволяет менять местами нагрузку и генератор, не изменяя свойства фильт-

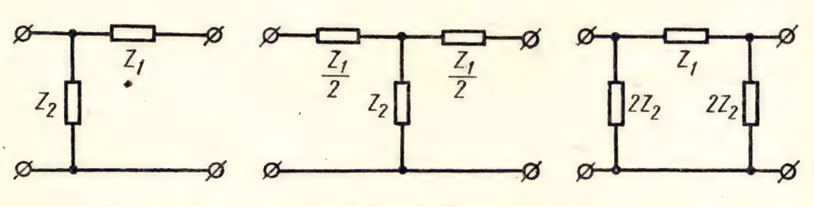


Рис. 2.28

ра. Нетрудно заметить, что Т- и П-образные звенья можно рассматривать как объединение двух Г-образных звеньев (рис. 2.29).

Из соображений минимального ослабления сигнала в полосе прозрачности сопротивления звеньев должны быть реактивными. Естест-

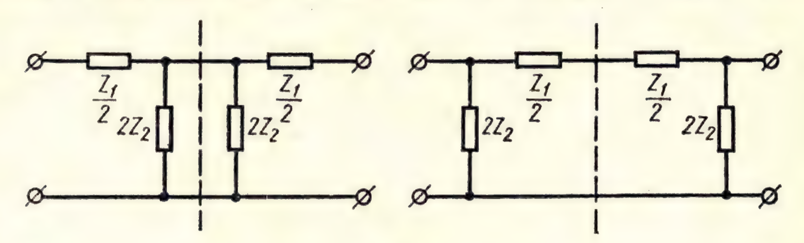


Рис. 2.29

венно, на практике приходится считаться с тем, что чисто реактивных сопротивлений не существует. Однако, учитывая, что в схемах электрических фильтров всегда стремятся использовать индуктивности с высокой добротностью, а емкости с малыми потерями ($X >> R$), можно рассматривать фильтры как чисто реактивные четырехполюсники. Действительно, фильтрующие свойства реального фильтра мало отличаются от свойств фильтра идеализированного ($R = 0$). Последнее наглядно видно из графика рис. 2.30, где сплошной линией изображена зависимость затухания идеализированного фильтра от частоты, а пунктирной линией — такая же зависимость для реального фильтра.

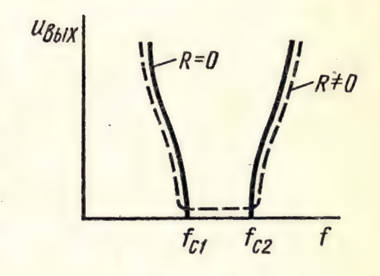


Рис. 2.30

Если сопротивления Z_1 и Z_2 выбраны так, что зависимость их от частоты обратная, то произведение $Z_1 Z_2$ не изменяется с частотой:

$$Z_1 Z_2 = k^2, \tag{2.70}$$

где k — постоянная величина.

Фильтр с такими элементами условно называют фильтром типа k. В нем одно из сопротивлений индуктивное, а другое емкостное.

Основными качественными показателями электрических фильтров являются затухание и частотная характеристика.

Затухание β определяет степень уменьшения амплитуды напряжения от входа ($u_{m\,вх}$) к выходу ($u_{m\,вых}$). На практике затухание принято выражать в относительных логарифмических единицах — децибелах:

$$\beta,\ дБ = 20\lg \frac{u_{m\,вх}}{u_{m\,вых}}. \tag{2.71}$$

Частотной характеристикой фильтра называют зависимость затухания β от частоты f (или ω) входного сигнала. Идеальный фильтр

обладает частотной характеристикой, у которой в полосе прозрачности затухание равно нулю ($\beta = 0$), а в полосе запирания затухание стремится к бесконечности ($\beta \to \infty$). При этом переход из одной полосы в другую происходит на частоте среза f_c (см. рис. 2.27).

Естественно, что реальные фильтры не обладают такой частотной характеристикой. Как уже указывалось, для приближения к ней нужно использовать элементы с малыми активными составляющими.

С другой стороны, поскольку в полосе прозрачности вся энергия должна передаваться только в одном направлении (от генератора к нагрузке) нагрузка должна быть активным сопротивлением, способным полностью поглотить всю поступающую к ней мощность. Очевидно, при этом и входное сопротивление любого звена фильтра должно быть чисто активным, так как всякое нарушение однородности изменяет условия передачи энергии по цепи. В сечении, где однородность нарушается, происходит полное или частичное отражение энергии. Если в полосе запирания это не только допустимо, но даже желательно, в полосе прозрачности такие отражения нежелательны.

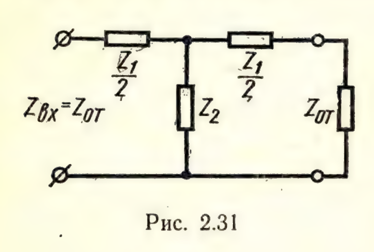


Рис. 2.31

Если выходное сопротивление любого звена фильтра равно входному сопротивлению следующего звена, *фильтр является согласованным*. Входное сопротивление согласованного фильтра называют *характеристическим* (*волновым*) и обозначают Z_0.

Формулы для расчета характеристических сопротивлений для различных фильтров могут быть выведены исходя из того, что входное сопротивление любого звена $Z_{вх}$ согласованного фильтра, нагруженного на характеристическое сопротивление Z_0, равно этому сопротивлению. Для Т-образного звена (рис. 2.31)

$$Z_{0т} = \sqrt{0{,}25Z_1^2 + Z_1Z_2}. \qquad (2.72)$$

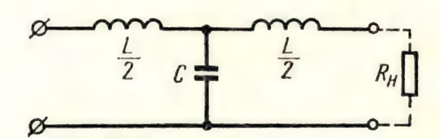
Аналогично для П-образного звена можно получить

$$Z_{0п} = \sqrt{\frac{Z_1Z_2}{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}. \qquad (2.73)$$

Поскольку в правые части выражений (2.72) и (2.73) входят реактивные сопротивления Z_1 и Z_2, зависящие от частоты, а характеристическое сопротивление фильтра Z_0 в полосе прозрачности должно быть чисто активным и от частоты не зависеть, элементы звена подбираются соответствующим образом. Если в любой момент времени величины энергии электрического и магнитного полей в звене будут оди-

наковы, входное сопротивление Z_0 будет активным. Однако при этом невозможно добиться, чтобы оно не зависело от частоты. Характеристическое сопротивление фильтра оказывается равным сопротивлению нагрузки только на одной частоте полосы прозрачности.

И, наконец, в полосе запирания реальный фильтр также не может обеспечить бесконечно большое затухание. Для этого на всех частотах полосы запирания последовательно включенный элемент должен иметь бесконечно большое сопротивление ($Z_1 \to \infty$), а параллельно включенный — сопротивление, равное нулю ($Z_2 = 0$). Такие значения сопротивлений (точнее, близкие к ним) достигаются только на одной частоте полосы запирания.



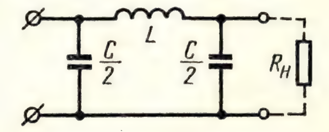


Рис. 2.32

Фильтры нижних частот. В фильтрах нижних частот индуктивности включаются последовательно, а емкости — параллельно (рис. 2.32). Физический смысл такого включения очевиден: на низких частотах сопротивление катушек индуктивности мало, а через емкости ток практически не ответвляется. На высоких же частотах индуктивное сопротивление возрастает, а емкостное стремится к нулю, поэтому к нагрузке ток не доходит.

Рис. 2.33

Для удобства рассмотрения представим индуктивность Т-образного звена и емкость П-образного состоящими из двух равных частей $L/2$ и $C/2$. Сопротивления Z_1 и Z_2 одного звена соответственно равны $Z_1 = j\omega L$ и $Z_2 = 1/j\omega C$.

Тогда в соответствии с (2.72) характеристическое сопротивление Т-образного фильтра

$$Z_{0т} = \sqrt{0{,}25Z_1^2 + Z_1 Z_2} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}}. \qquad (2.74)$$

График зависимости характеристического сопротивления от частоты приведен на рис. 2.33. При $f = 0$ $Z_{0т} = \sqrt{L/C}$. С увеличением частоты сопротивление $Z_{0т}$ уменьшается до нуля на частоте среза, а затем становится реактивным, что математически соответствует мнимому значению выражения (2.74). Отсюда можно найти значение частоты среза, приравняв $Z_{0т} = 0$.

Тогда

$$L/C = \omega_c^2 L^2/4 \text{ и } f_c = 2/2\pi\sqrt{LC}. \tag{2.75}$$

Для П-образного фильтра из выражения (2.73) получаем

$$Z_{0п} = \sqrt{\frac{L/C}{1 - \frac{\omega^2 LC}{4}}} \tag{2.76}$$

и

$$f_c = 2/2\pi\sqrt{LC}. \tag{2.77}$$

Следовательно, для обоих видов фильтров значение частоты среза совпадает, но зависимость характеристического сопротивления от частоты различна. Это наглядно видно при сравнении графиков рис. 2.33.

Характеристическое сопротивление фильтров активно в полосе прозрачности, изменяясь от $\sqrt{L/C}$ до нуля для Т-образного фильтра и от $\sqrt{L/C}$ до бесконечности для П-образного фильтра. В полосе запирания характеристическое сопротивление реактивно и носит для Т-образного фильтра индуктивный характер, а для П-образного — емкостный.

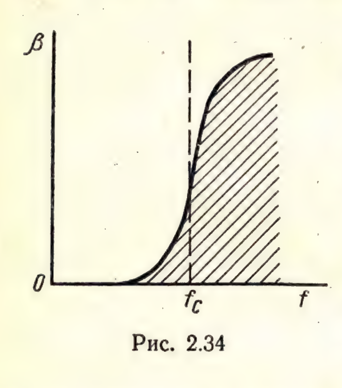


Рис. 2.34

Сопротивление нагрузки фильтра обычно выбирают равным характеристическому сопротивлению при нулевой частоте

$$R_н = \sqrt{L/C}. \tag{2.78}$$

С увеличением частоты согласование нарушается, так как возрастает падение напряжения на индуктивностях и уменьшается падение напряжения на емкостях. Это приводит к увеличению затухания β на частотах, близких к частоте среза (рис. 2.34).

Пользуясь выражениями (2.77) и (2.78), легко рассчитать элементы фильтра:

$$L = R_н/\pi f_c \tag{2.79}$$

и

$$C = 1/\pi f_c R_н. \tag{2.80}$$

Фильтры верхних частот. В фильтрах верхних частот емкости включаются последовательно, а индуктивности — параллельно (рис. 2.35). На высоких частотах сопротивление конденсаторов мало, а через катушки индуктивности ток практически не ответвляется. На низких же частотах сопротивление конденсаторов возрастает, а сопротивление катушек индуктивности стремится к нулю, поэтому к нагрузке ток не доходит. Таким образом, фильтры верхних частот

по своей схеме аналогичны фильтрам нижних частот с заменой индуктивностей емкостями, а по физическим свойствам являются как бы их зеркальным отражением по отношению к частоте среза. Поэтому можно ожидать, что зависимости характеристического сопротивления и затухания от частоты тоже будут зеркальными отражениями полученных раньше.

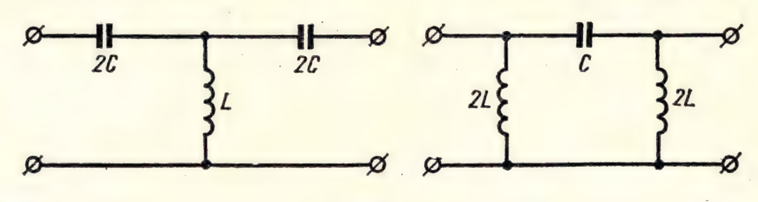


Рис. 2.35

Учитывая последовательное включение конденсаторов и параллельное — индуктивностей, представим емкость Т-образного звена и индуктивность П-образного, состоящими из двух равных частей $2C$ и $2L$.

Тогда, подставив $Z_1 = 1/j\omega C$ и $Z_2 = j\omega L$ в выражения (2.72) и (2.73), получим

$$Z_{0т} = \sqrt{\frac{L}{C}\left(1 - \frac{1}{4\omega^2 LC}\right)} \qquad (2.81)$$

и

$$Z_{0п} = \sqrt{\frac{L}{C\left(1 - \frac{1}{4\omega^2 LC}\right)}}. \qquad (2.82)$$

Графики рис. 2.36 подтверждают вывод, сделанный из чисто физических соображений.

Как и для фильтров нижних частот здесь можно получить выражение для частоты среза

$$f_c = 1/4\pi\sqrt{LC}. \qquad (2.83)$$

В соответствии с полученными формулами очевидно, что в полосе прозрачности характеристическое сопротивление активно и при частоте среза равно нулю для Т-образного фильтра и равно бесконечности для П-образного фильтра. С увеличением частоты эти сопротивления стремятся к одной величине, равной $\sqrt{L/C}$.

В полосе запирания характеристическое сопротивление реактивно и носит для Т-образного фильтра емкостной характер, а для П-образного — индуктивный.

Сопротивление нагрузки фильтра верхних частот также выбирают равным $\sqrt{L/C}$, и фильтр оказывается согласованным только при $f \to \infty$.

С уменьшением частоты согласование нарушается, так как возрастает падение напряжения на емкостях и уменьшается падение напряжения на индуктивностях. Это приводит к увеличению затухания β на частотах, близких к частоте среза (рис. 2.37).

Пользуясь выражениями (2.78) и (2.83), можно рассчитать элементы фильтра верхних частот:

$$L = R_н/4\pi f_c \tag{2.84}$$

и

$$C = 1/4\pi f_c R_н. \tag{2.85}$$

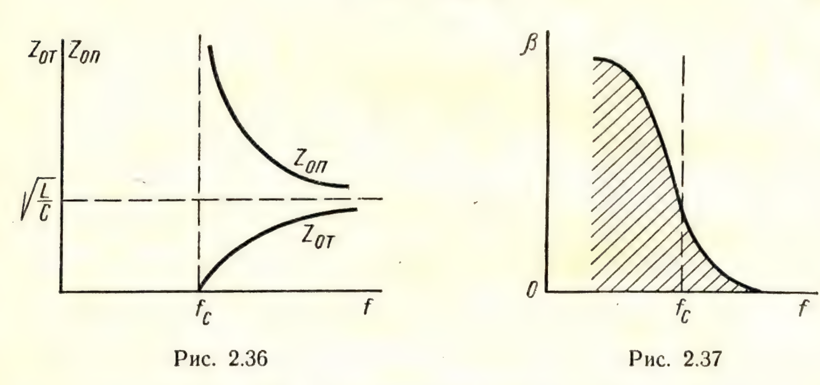


Рис. 2.36 Рис. 2.37

Полосовые фильтры. В полосовых фильтрах каждое звено состоит из последовательного контура, образующего сопротивление Z_1, и параллельного контура, образующего сопротивление Z_2 (рис. 2.38).

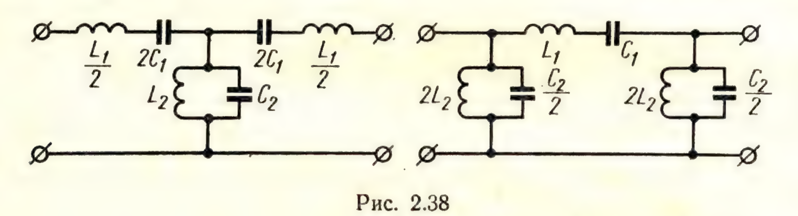


Рис. 2.38

Полосовой фильтр можно представить как сочетание фильтра верхних частот (L_2, C_1) с частотой среза $f_{св}$ и фильтра нижних частот (L_1, C_2) с частотой среза $f_{сн}$. Обычно оба контура имеют одинаковую резонансную частоту

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_1C_1} = 1/2\pi\sqrt{L_2C_2}. \tag{2.86}$$

Параметры фильтра выбирают с таким расчетом, чтобы разность $f_{сн} - f_{св}$ соответствовала требуемой полосе пропускания. Частотная характеристика полосового фильтра изображена на рис. 2.39. При резонансе ($f = f_0$) последовательные контуры (L_1, C_1) имеют минимальное входное сопротивление, а параллельные (L_2, C_2) — мак-

симальное. Поэтому в полосе частот, близких к f_0, затухание фильтра минимально и здесь образуется полоса прозрачности. При значительной расстройке контуров ($f < f_{\text{св}}$ и $f > f_{\text{сн}}$) образуются две полосы запирания.

Принимая во внимание равенство (2.86), выразим входные сопротивления контуров, составляющих фильтр:

$$Z_1 = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1}{j\omega C_1}\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) \tag{2.87}$$

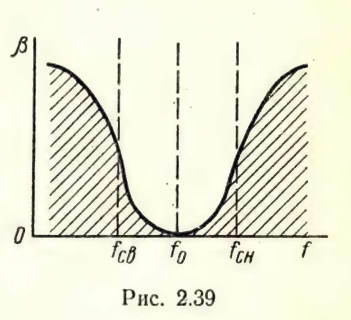
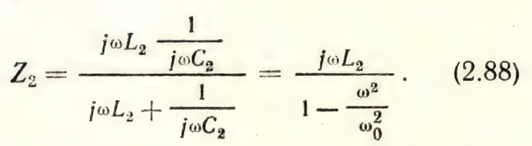


Рис. 2.39

и



$$Z_2 = \frac{j\omega L_2 \dfrac{1}{j\omega C_2}}{j\omega L_2 + \dfrac{1}{j\omega C_2}} = \frac{j\omega L_2}{1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \tag{2.88}$$

Подставив полученные значения в выражения (2.72) и (2.73), можно вывести необходимые расчетные формулы. После несложных преобразований получим для полосы прозрачности

$$f_{\text{сн}} - f_{\text{св}} = 2/2\pi\sqrt{L_1 C_2}, \tag{2.89}$$

причем среднеквадратичное значение частот среза равно резонансной частоте контуров $\sqrt{f_{\text{св}} f_{\text{сн}}} = f_0$.

Если выбрать $R_{\text{н}} = \sqrt{L_1/C_2} = \sqrt{L_2/C_1}$, то выражения для расчета элементов фильтра будут иметь такой вид:

$$L_1 = \frac{R_{\text{н}}}{\pi(f_{\text{сн}} - f_{\text{св}})}; \quad L_2 = \frac{R_{\text{н}}(f_{\text{сн}} - f_{\text{св}})}{4\pi f_0^2}; \tag{2.90}$$

$$C_1 = \frac{f_{\text{сн}} - f_{\text{св}}}{4\pi R_{\text{н}} f_0^2}; \quad C_2 = \frac{1}{\pi R_{\text{н}}(f_{\text{сн}} - f_{\text{св}})}. \tag{2.91}$$

Заграждающие фильтры. Эти фильтры по своему назначению как бы противоположны полосовым, что определяет их структуру. В заграждающих фильтрах каждое звено состоит из параллельного контура, образующего сопротивление Z_1, и последовательного контура, образующего сопротивление Z_2 (рис. 2.40). Все контуры настроены в резонанс на частоту $f_0 = \sqrt{f_{\text{сн}} f_{\text{св}}}$.

Заграждающий фильтр также можно рассматривать как сочетание фильтра верхних частот (L_2, C_1) и фильтра нижних частот (L_1, C_2). По сравнению с полосовым фильтром теперь переместились частоты среза. Частотная характеристика заграждающего фильтра представлена на рис. 2.41.

При резонансе ($f = f_0$) параллельные контуры (L_1, C_1) имеют максимальное входное сопротивление, а последовательные (L_2, C_2) — минимальное. Поэтому полоса частот, близких к f_0, являет-

ся полосой запирания. При значительной расстройке контуров ($f < f_{сн}$ и $f > f_{св}$) образуются две полосы прозрачности.

Вывод расчетных формул для заграждающих фильтров аналогичен выводу для полосовых фильтров.

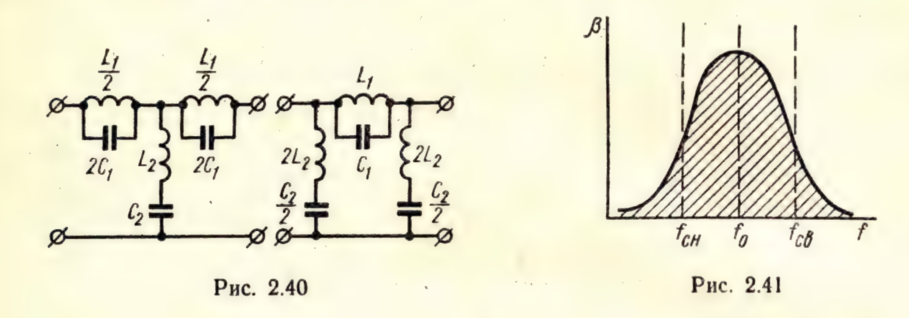


Рис. 2.40

Рис. 2.41

При этом получаем:

$$R_н = \sqrt{L_1/C_2} = \sqrt{L_2/C_1}; \quad (2.92)$$

$$L_1 = \frac{R_н (f_{св} - f_{сн})}{\pi f_0^2}; \quad (2.93)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi R_н (f_{св} - f_{сн})}; \quad (2.94)$$

$$L_2 = \frac{R_н}{4\pi (f_{св} - f_{сн})}; \quad (2.95)$$

$$C_2 = \frac{f_{св} - f_{сн}}{\pi R_н f_0^2}. \quad (2.96)$$

Все рассмотренные фильтры типа k имеют амплитудно-частотную характеристику, далекую от прямоугольной, так как затухание в полосе запирания меняется по довольно пологой кривой. На приведенных графиках (рис. 2.34, 2.37, 2.39 и 2.41) это видно совершенно отчетливо. Характеристика может быть улучшена при увеличении числа звеньев (приведенные графики относятся к одному звену). Однако при этом увеличиваются габаритные размеры, масса и стоимость фильтра. Кроме того, увеличиваются и активные потери, создавая некоторое затухание в полосе прозрачности.

Вместо увеличения числа звеньев часто прибегают к усложнению схемы фильтра, перераспределяя сопротивления между последовательными и параллельными плечами каждого звена. Широко применяются, например, фильтры типа m, получаемые из фильтров типа k. Так, например, фильтр нижних частот типа m получается введением части индуктивности из последовательного плеча в параллельное (рис. 2.42). Коэффициент m показывает, какая часть от общей индуктивности исходного фильтра остается в последовательном плече.

В общем случае $0 < m < 1$, а при $m = 1$ фильтр становится обычным фильтром нижних частот типа k.

Между сопротивлениями фильтра типа m (назовем их Z_{1m} и Z_{2m}) и сопротивлениями Z_1 и Z_2 исходного фильтра типа k должны быть выдержаны соотношения:

$$Z_{1m} = mZ_1 \tag{2.97}$$

и

$$Z_{2m} = \frac{Z_2}{m} + \frac{1 - m^2}{4m} Z_1. \tag{2.98}$$

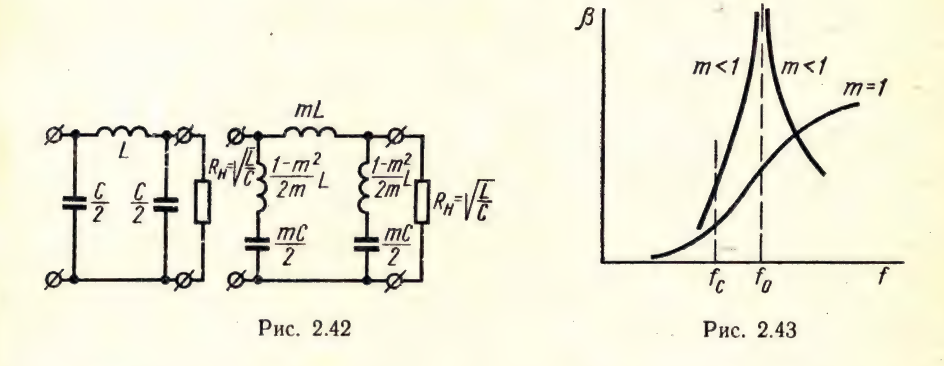


Рис. 2.42

Рис. 2.43

Для этого в последовательное плечо включается индуктивность mL, а в параллельное две емкости по $mC/2$ и две индуктивности по $\frac{1 - m^2}{2m} L$. При этом элементы параллельного плеча образуют последовательный контур с резонансной частотой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{1 - m^2}{2m} L \cdot \frac{mC}{2}}} = \frac{f_c}{\sqrt{1 - m^2}}, \tag{2.99}$$

где f_c — частота среза фильтра нижних частот (2.77). В таком фильтре частота среза, а следовательно, и полоса прозрачности не меняются, но на частоте f_0, более высокой, чем f_c (в выражении 2.99 знаменатель меньше единицы), параллельное плечо образует весьма малое сопротивление, что практически равнозначно короткому замыканию звена. Затухание β на этой частоте стремится к бесконечности.

При изменении значения m меняется резонансная частота f_0, что приводит к соответствующему изменению крутизны характеристики затухания (рис. 2.43), позволяя приблизить ее к прямоугольной. Правда, на частотах выше f_0 затухание снижается и может оказаться ниже, чем у фильтра типа k ($m = 1$). Этот недостаток может быть ликвидирован при сочетании в одном фильтре звеньев типа m и k.

Принцип создания звеньев типа m, разобранный на примере П-образного звена фильтра нижних частот, применим к Т-образным звеньям, а также к фильтрам верхних частот и полосовым.

В заключение параграфа необходимо указать, что фильтры, составленные из индуктивностей и емкостей, непригодны для пропускания очень узкой полосы частот. При необходимости получения фильтра с очень узкой полосой нужно использовать электромеханические фильтры, из которых наибольшее распространение получили *кварцевые фильтры*. Их действие основано на пьезоэлектрическом эффекте кварцевых кристаллов. Прямоугольная пластинка кварца, вырезанная с определенной ориентацией относительно осей кристалла помещается в специальный кварцедержатель, с помощью которого она присоединяется к схеме (рис. 2.44).

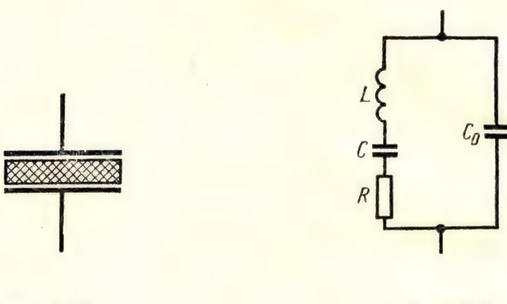


Рис. 2.44 Рис. 2.45

При механической деформации такой пластины на ее обкладках появляются электрические заряды (прямой пьезоэффект), а под воздействием приложенного к ней напряжения пластинка механически деформируется (обратный пьезоэффект). Кварцевая пластина с металлическими обкладками может быть представлена электрической схемой (рис. 2.45), где L и C — индуктивность и емкость, эквивалентные пластине, R — активное сопротивление, соответствующее переходу энергии в тепловую при трении, а C_0 — емкость конденсатора, образованного обкладками с кварцем в качестве диэлектрика. Параметры такого контура весьма своеобразны: индуктивность L достигает десятка генри, а емкость C не превышает десятых долей пикофарады при активном сопротивлении R порядка единиц или десятков ом. Поэтому добротность такого контура может достигать нескольких десятков тысяч, что соответствует весьма узкой полосе пропускания. Стабильность этой полосы очень высокая, особенно при так называемом «косом» срезе кварца, когда влияние температуры на параметры пластины минимально.

При рассмотрении схемы рис. 2.45 можно заключить, что тут присутствуют два резонансных контура — последовательный (LC) и параллельный (ветвь LC и C_0). Каждый из этих контуров имеет соответствующую резонансную частоту:

$$f_1 = 1/2\pi\sqrt{LC} \qquad (2.100)$$

и

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}}. \qquad (2.101)$$

Учитывая, что обычно $C << C_0$, резонансные частоты f_1 и f_2 очень близки друг к другу и полоса прозрачности, которая приближенно равна разности этих частот, будет весьма узкой. Присоединяя к кварцу добавочное реактивное сопротивление, можно в известных пределах регулировать ширину полосы прозрачности такого фильтра.

Из многочисленных областей применения электрических фильтров назовем только основные:

1) разделение частотных каналов в многоканальных системах (полосовые фильтры);

2) подавление основной части спектра промышленных помех (фильтры верхних частот);

3) подавление переменных составляющих выпрямленного тока (фильтры нижних частот).

Контрольные вопросы

1. Какая электрическая цепь является колебательным контуром? В чем отличие реального колебательного контура от идеального?
2. Опишите колебательный процесс в идеальном контуре.
3. Выведите формулу частоты свободных колебаний идеального контура.
4. Какое сопротивление называют «характеристическим» и как оно связано с основными параметрами контура?
5. Что такое «добротность контура» и от чего она зависит?
6. Что называют «резонансом напряжения» в последовательном контуре? На какой частоте он возникает?
7. Как полоса пропускания контура связана с его добротностью?
8. В чем заключается отличие параллельного колебательного контура от последовательного?
9. Как связано резонансное сопротивление параллельного контура с его основными параметрами?
10. Как выглядит фазо-частотная характеристика параллельного контура?
11. Охарактеризуйте зависимость формы резонансных кривых параллельного контура от соотношения сопротивлений контура и генератора.
12. Как можно расширить полосу пропускания одиночного колебательного контура?
13. Каким способом можно уменьшить резонансное сопротивление параллельного колебательного контура без изменения его параметров?
14. Какие существуют виды связи между колебательными контурами?
15. Каким коэффициентом оценивается связь между колебательными контурами и какими параметрами такой контур определяется?
16. В чем выражается воздействие первичного контура на вторичный, а вторичного на первичный?
17. Что означает понятие «вносимое сопротивление»?
18. Какие виды резонанса могут иметь место в системе связанных колебательных контуров?
19. Чем отличается настройка в полный резонанс от настройки в сложный резонанс?
20. Какими параметрами определяется полоса пропускания связанных контуров?
21. Какие устройства называют электрическими фильтрами?

22. Назовите основные группы электрических фильтров. Охарактеризуйте их полосы прозрачности.

23. Из каких звеньев могут состоять электрические фильтры?

24. Какие фильтры называют фильтрами типа k?

25. Что называют частотной характеристикой фильтра?

26. Выведите формулу для расчета характеристического сопротивления одного из звеньев (Т-образного или П-образного).

27. Как построены фильтры нижних частот?

28. Чему равна частота среза фильтра нижних частот? Выведите расчетную формулу.

29. Как построены фильтры верхних частот?

30. Выведите формулы для расчета характеристических сопротивлений и частоты среза фильтра верхних частот.

31. Как построены полосовые фильтры?

32. Что представляют собой заграждающие фильтры?

33. Какие фильтры называют фильтрами типа m?

34. Как устроены кварцевые фильтры?

ГЛАВА III

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

§ 3.1. МОДУЛЯЦИЯ, ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Если на электрическую цепь, содержащую нелинейный элемент, воздействуют напряжения определенных частот, в ней могут появиться новые частоты. В радиоэлектронике широко применяют различные варианты этого явления — модуляцию, детектирование, умножение и преобразование частоты.

Появление новых гармонических компонент на выходе нелинейного элемента объясняется тем, что при воздействии на него синусоидального напряжения, возникающий ток будет несинусоидальным, а следовательно, содержащим кроме основной частоты (она всегда будет присутствовать) еще и ряд высших гармоник. Наличие новых частотных составляющих и величины их амплитуд определяются формой вольт-амперной характеристики нелинейного элемента. На практике вольт-амперную характеристику удается приближенно выразить (или, как принято говорить, аппроксимировать) степенным полиномом вида

$$i = I_0 + au + bu^2 + \cdots + nu^k. \quad (3.1)$$

Естественно, что чем больше членов имеет такой полином, тем точнее можно выразить кривую. Однако для практических расчетов радиоэлектронных схем достаточно использовать в полиноме 2—3 члена. Очень часто удается нужный участок вольт-амперной характеристики представить в виде уравнения квадратичной параболы (рис. 3.1,*а*):

$$i = I_0 + au + bu^2 \quad (3.2)$$

или неполным полиномом третьей степени

$$i = I_0 + au + cu^3, \quad (3.3)$$

который хорошо отражает участок характеристики с перегибом кривой (рис. 3.1,*б*).

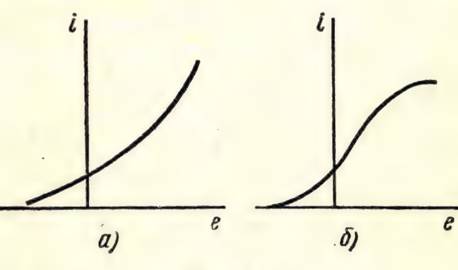


Рис. 3.1

При сложной форме кривой, которую можно аппроксимировать только полино-

мом высокой степени, иногда заменяют реальную характеристику идеализированной, составленной из отрезков прямых линий, описываемых линейными уравнениями вида

$$i = I_0 + au. \tag{3.4}$$

Такой прием носит название линейно-кусочной аппроксимации. Следует особо подчеркнуть, что замена нелинейной характеристики линейными отрезками не означает линеаризацию цепи. Для сигнала, захватывающего более одного линейного отрезка, цепь будет нелинейной.

Одним из важнейших видов преобразования частоты является *модуляция* — изменение высокочастотного (несущего) колебания в соответствии с передаваемой информацией. Модуляция является одним из вариантов преобразования частоты, при котором спектр высокочастотного колебания, распространяющегося на большие расстояния, характеризует изменение требуемой информации во времени. При этом один из параметров высокочастотного колебания должен изменяться таким образом, чтобы в каждый момент времени он был пропорционален значению модулирующего сигнала, который, в свою очередь, изменяется во времени по закону изменения передаваемой информации.

Число возможных видов модуляции равно числу параметров несущего колебания. Для гармонических (синусоидальных) колебаний таких параметров три — амплитуда, частота и фаза. Соответственно возможны и применяются на практике амплитудная, частотная, фазовая модуляции, каждая из которых имеет свои достоинства и недостатки.

Амплитудная модуляция (АМ) наиболее широко применяется в радиосвязи и радиовещании для передачи информации звукового диапазона частот. При амплитудной модуляции амплитуда высокочастотных колебаний изменяется без изменения частоты и фазы по закону управляющего (модулирующего) напряжения более низкой частоты.

Рассмотрим простейший случай амплитудной модуляции колебания с угловой частотой ω одной низкой частотой Ω. Примем, что между амплитудой модулирующего колебания и амплитудой получающегося модулированного колебания имеет место линейная зависимость, т. е.

$$U_{\text{н}m} = U_{0m} + \Delta U_m \cos \Omega t, \tag{3.5}$$

где $U_{\text{н}m}$ — амплитуда модулированного напряжения; U_{0m} — амплитуда напряжения несущей частоты без модуляции; ΔU_m — максимальное изменение амплитуды при модуляции.

Как известно, гармоническое колебание может быть представлено на равных правах как синусоидальное и косинусоидальное, что соответствует сдвигу условной начальной фазы на $\pi/2$ (90°). В данном случае в последующих преобразованиях используется косинусоидальное представление.

На рис. 3.2 представлено модулированное колебание (начальная часть соответствует отсутствию модулирующего напряжения). Учи-

тывая, что $u = U_m \cos \omega t$, модулированное колебание можно представить выражением

$$u = U_{\text{н}m} \cos \omega t = (U_{0m} + \Delta U_m \cos \Omega t) \cos \omega t =$$
$$= U_{0m} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \qquad (3.6)$$

где $m = \Delta U_m / U_{0m}$ — безразмерный параметр, определяющий степень изменения амплитуды высокочастотного колебания во времени. Этот параметр носит название *коэффициента глубины модуляции* и обычно выражается в процентах. Иногда его называют *коэффициентом амплитудной модуляции*.

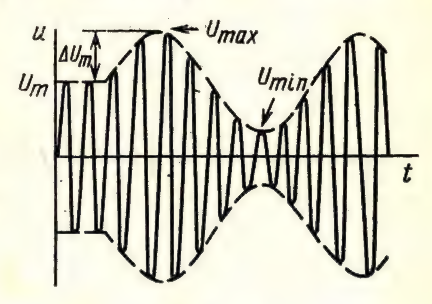


Рис. 3.2

Коэффициент глубины модуляции легко выразить через максимальное ($U_{\max}$) и минимальное ($U_{\min}$) значения напряжения. Действительно, учитывая, что $U_{\max} = U_{0m} + \Delta U_m$ и $U_{\min} = U_{0m} - \Delta U_m$, имеем

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} 100\%. \qquad (3.7)$$

Полученное выражение действительно при условии так называемой симметричной модуляции, когда максимальные изменения амплитуды как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения одинаковы. В общем случае модуляция может быть несимметричной и тогда вводят понятия о коэффициенте глубины модуляции «вверх»

$$m_{\text{вв}} = \frac{\Delta U_{m\ \text{вв}}}{U_{0m}} 100\% \qquad (3.8)$$

и коэффициенте глубины модуляции «вниз»

$$m_{\text{вн}} = \frac{\Delta U_{m\ \text{вн}}}{U_{0m}} 100\%. \qquad (3.9)$$

Такая несимметричная модуляция связана с искажениями при передаче информации. На практике коэффициент глубины модуляции обычно колеблется в пределах 30—80%, доходя при передаче наиболее сильных звуков до 90—95%.

Амплитудно-модулированное колебание даже в рассматриваемом простейшем случае является сложным и содержит кроме основной несущей частоты еще так называемые боковые частоты.

Воспользовавшись известным из тригонометрии соотношением $\cos\alpha\cos\beta = 1/2[\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$, преобразуем выражение (3.6). Получим

$$u = U_{0m} \cos \omega t + \frac{1}{2} m U_{0m} \cos (\omega + \Omega) t + \frac{1}{2} m U_{0m} \cos (\omega - \Omega) t. \qquad (3.10)$$

На основной несущей частоте амплитуда при модуляции не изменяется, но появляются дополнительно колебания на верхней боковой $(\omega + \Omega)$ и нижней боковой $(\omega - \Omega)$ частотах. Боковые частоты также являются высокими частотами $(\omega \gg \Omega)$. Низких частот спектр амплитудно-модулированного колебания не содержит. Амплитуды колебаний на боковых частотах зависят от амплитуды несущей частоты и коэффициента глубины модуляции. Спектр амплитудно-модулированного колебания этого простейшего случая приведен на рис. 3.3.

$\omega - \Omega$ ω $\omega + \Omega$ ω

Рис. 3.3

На практике модулирующий сигнал содержит не одну частоту, а большое количество различных звуковых частот. Так как каждой из них соответствуют две боковые частоты, спектр модулированного колебания содержит две *боковые полосы частот* — верхнюю и нижнюю. Общая ширина спектра определяется разностью между двумя крайними боковыми частотами и равна удвоенному значению максимальной частоты в спектре модулирующего сигнала:

$$\Delta F = (f + F_{max}) - (f - F_{max}) = 2F_{max}. \quad (3.11)$$

При рассмотрении вопроса о *мощности амплитудно-модулированных колебаний* нужно различать мощность колебаний высокой частоты при отсутствии модуляции P_0 и мощность при модуляции, которая меняется от максимальной P_{1max} до минимальной P_{1min}. Мощность P_0, развиваемая на нагрузке R, может быть определена по формуле Джоуля—Ленца:

$$P_0 = \frac{I_{0m}^2 R}{2}, \quad (3.12)$$

где I_{0m} — амплитуда тока несущей частоты.

Мощность при максимальной амплитуде тока будет равна

$$P_{1max} = \frac{I_{max}^2 R}{2} = \frac{I_{0m}^2 R}{2} (1 + m)^2 = P_0 (1 + m)^2, \quad (3.13)$$

а при минимальной амплитуде тока

$$P_{1min} = \frac{I_{min}^2 R}{2} = \frac{I_{0m}^2 R}{2} (1 - m)^2 = P_0 (1 - m)^2. \quad (3.14)$$

Следовательно, мощность при амплитудной модуляции меняется в больших пределах (при $m = 100\%$ — от нуля до $4 P_0$).

Средняя мощность за период модулирующей частоты, которую называют радиотелефонной мощностью, складывается из мощности колебаний несущей частоты P_0 и мощности колебаний двух боковых полос $P_{1б}$:

$$P_{1ср} = P_0 + 2P_{1б} = \frac{I_{0m}^2 R}{2} + 2\left(\frac{mI_{0m}}{2}\right)^2 \frac{R}{2} = P_0\left(1 + \frac{m}{2}\right)^2. \quad (3.15)$$

Средняя радиотелефонная мощность всегда больше мощности при отсутствии модуляции (при $m = 100\%$ — в 1,5 раза).

При амплитудной модуляции могут иметь место частотные и нелинейные искажения. *Частотные искажения* связаны с неравномерным усилением составляющих спектра модулированных колебаний в том случае, когда сопротивление нагрузки зависит от частоты. Сам модулятор также вносит частотные искажения, если глубина модуляции зависит от частоты модулирующего сигнала при постоянной его амплитуде. *Нелинейные искажения* при амплитудной модуляции играют бóльшую роль, чем частотные. Они выражаются появлением в составе модулированного колебания новых частотных составляющих. Нелинейные искажения возникают в том случае, когда коэффициент глубины модуляции не прямо пропорционален амплитуде модулирующего колебания (зависимость между амплитудой модулирующего и получающегося модулированного напряжения нелинейна). В современных передатчиках коэффициент нелинейных искажений колеблется в широких пределах — от 2 до 10%.

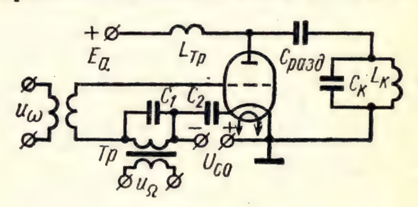


Рис. 3.4

Как уже указывалось, модуляция может осуществляться только при использовании нелинейного элемента, обычно электронной лампы. В зависимости от того, в цепь какого электрода подают модулирующее напряжение, различают сеточную, анодную и другие виды амплитудной модуляции.

Сеточная модуляция получается при изменении напряжения смещения по закону модулирующего напряжения. Для этой цели в сеточную цепь лампы включают специальный модуляционный трансформатор *Тр* (рис. 3.4). На первичную обмотку трансформатора подается модулирующее напряжение, которое наводит во вторичной обмотке э. д. с., изменяющую начальное напряжение сеточного смещения. Блокирующий конденсатор C_1 защищает вторичную обмотку трансформатора от токов высокой (несущей) частоты, поэтому его сопротивление должно быть малым на этой частоте, но достаточно большим на модулирующих частотах. Блокирующий конденсатор C_2 защищает источник питания от токов высокой и модулирующих частот.

Если напряжение смещения создает режим колебаний первого рода и модулирующее напряжение меньше напряжения смещения, лампа работает на линейном участке динамической характеристики и модуляции не будет (рис. 3.5, *а*). Напряжение смещения должно соответствовать режиму колебаний второго рода. В этом случае при подаче модулирующего напряжения будут изменяться амплитуды импульсов анодного тока и модуляция становится возможной (рис. 3.5,*б*).

Микрофон, преобразующий звуковые сигналы в электрические, может подключаться непосредственно к первичной обмотке трансформатора. Для повышения напряжения между микрофоном и модуля-

ционным трансформатором часто включают усилители низкой частоты, которые называют в этом случае *модуляторными каскадами* или просто *модуляторами*. Обычно в модуляторах используют трансформаторные и резисторные схемы усилителей.

Анодная модуляция достигается при добавлении к постоянному анодному напряжению напряжения модулирующей частоты. Изменение анодного напряжения приводит к перемещению динамической характеристики лампы. В этом случае режим колебаний первого рода также не обеспечивает получения модуляции. В режиме колебаний

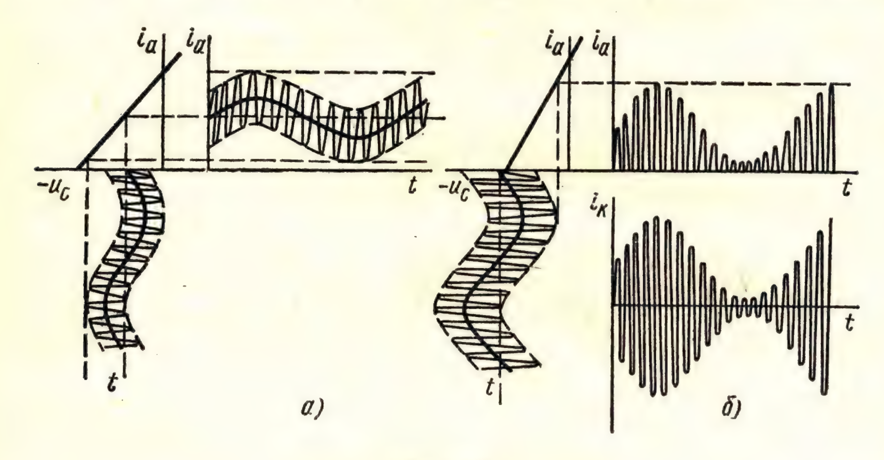


Рис. 3.5

второго рода изменяется высота импульсов анодного тока и амплитуда их первой гармоники, следовательно, имеет место модуляция (рис. 3.6). При анодной модуляции в качестве модуляторных каскадов применяют усилители низкой частоты, построенные по трансформаторной или дроссельной схеме. Одна из возможных схем с параллельным включением генераторной и модуляторной ламп приведена на рис. 3.7. Модулирующее напряжение с частотой Ω подается на сетку лампы модулятора $Л_1$ и изменяет анодный ток лампы, протекающий по первичной обмотке модуляционного трансформатора $Тр_2$. При этом изменяется анодное напряжение лампы $Л_2$, на сетку которой подается напряжение высокой (несущей) частоты ω. На колебательном контуре, настроенном на частоту ω и являющимся анодной нагрузкой лампы $Л_2$, выделяется напряжение высокой частоты, амплитуда которого изменяется по закону модулирующего напряжения.

По сравнению с сеточной модуляцией анодная обладает значительно более высоким к. п. д., но требует большой мощности усилителя низкой частоты. Для получения достаточной мощности при высоком к. п. д. и малых нелинейных искажениях здесь иногда применяют двухтактные схемы модуляторов.

Если генераторы выполнены на тетродах или пентодах, часто используют *комбинированную модуляцию* на анод и экранирующую сет-

ку, при которой напряжение экранирующей сетки изменяется пропорционально анодному напряжению (рис. 3.8). Модулятор собран на лампе $Л_1$ по дроссельной схеме. Часть модулирующего напряжения снимается с плеча R_2 делителя и подается на экранную сетку гене-

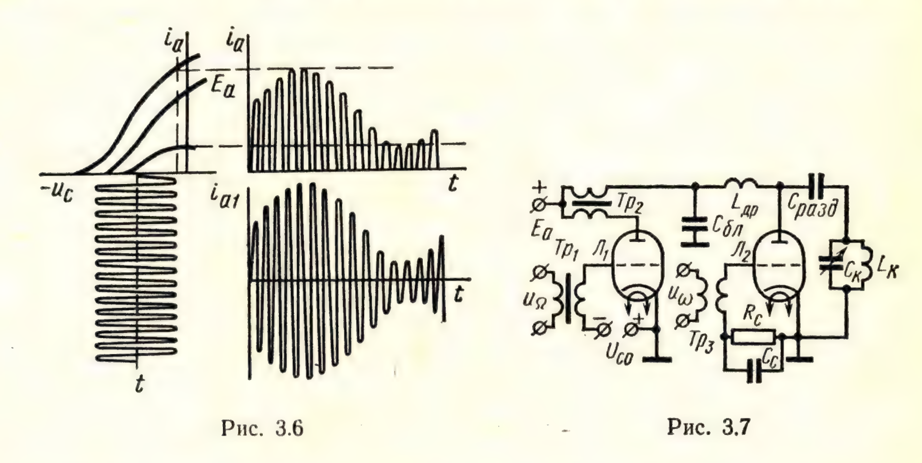


Рис. 3.6

Рис. 3.7

раторной лампы $Л_2$. Емкости C_1 и C_2, включенные параллельно делителю R_1, R_2, позволяют регулировать амплитуду модулирующего напряжения без изменения постоянного напряжения питания. Такая

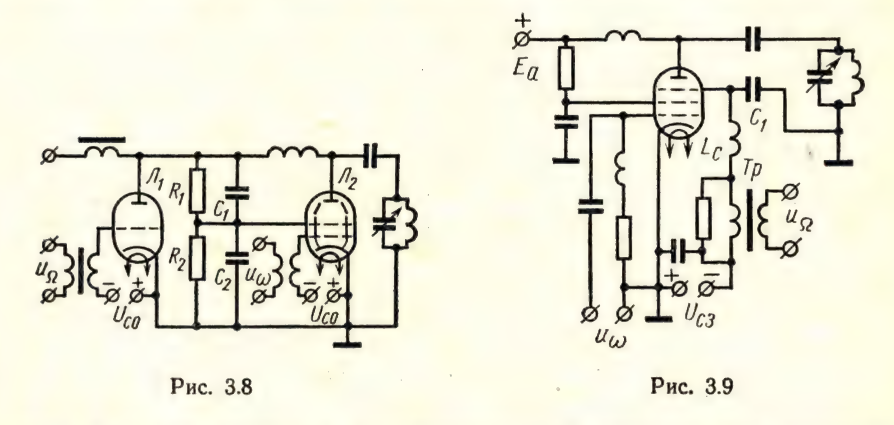


Рис. 3.8

Рис. 3.9

схема обладает хорошими характеристиками, особенно при применении пентодов.

В генераторах на пентодах возможна также *модуляция на антидинатронную сетку*. Модулирующее напряжение подается на сетку при помощи модуляционного трансформатора *Тр* (рис. 3.9). Последовательно с его вторичной обмоткой включается дроссель высокой частоты L_c и источник смещения. В сочетании с блокировочным конденсатором C_1 дроссель L_c предотвращает воздействие напряжения высокой частоты на антидинатронную сетку. При увели-

чении отрицательного напряжения на этой сетке уменьшается анодный ток, а ток экранной сетки увеличивается. Поскольку напряжение на антидинатронной сетке все время остается отрицательным, ток в ее цепи отсутствует, что позволяет уменьшить мощность модуляторного каскада. Во многих случаях здесь можно ограничиться одним микрофонным трансформатором.

Амплитудной модуляции свойственны два серьезных недостатка: 1) приему амплитудно-модулированных сигналов сильно мешают индустриальные и атмосферные помехи; 2) мощность лампы используется полностью только при максимальной амплитуде модулирующего напряжения.

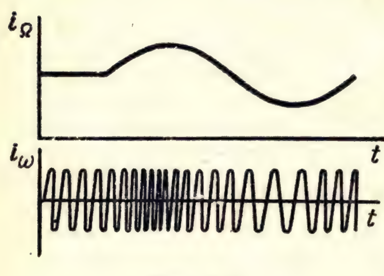


Рис. 3.10

Частотная и фазовая модуляция практически лишены этих недостатков. В связи с тем, что амплитуда колебаний высокой частоты при этих видах модуляции остается неизменной, лампу можно все время использовать на максимальной мощности. Это же обстоятельство позволяет сре́зать в приемном устройстве все помехи, накладывающиеся на сигнал, несущий полезную информацию, без искажения модуляции.

При *частотной модуляции* (ЧМ) высокая частота изменяется без изменения амплитуды по закону изменения мгновенного значения управляющего (модулирующего) напряжения более низкой частоты. При отсутствии модулирующего напряжения высокая частота не меняется. При положительном полупериоде модулирующего напряжения высокая частота увеличивается, а при отрицательном — уменьшается (рис. 3.10). Высокая частота изменяется («качается») около среднего значения, причем величина этого изменения пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения. Однако, если при амплитудной модуляции глубина модуляции не должна превышать $m = 100\%$ во избежание искажения формы сигнала, при частотной модуляции пределы качания не ограничиваются.

Максимальное значение отклонения частоты от ее средней величины называют *девиацией частоты* $\Delta\omega$. При произвольном модулирующем напряжении различают девиацию частоты «вверх» ($\Delta\omega_{вв} = \omega_{max} - \omega_0$) и «вниз» ($\Delta\omega_{вн} = \omega_0 - \omega_{min}$).

В простейшем случае частотной модуляции колебаний с угловой частотой ω_0, одной низкой частотой Ω уравнение модулированного колебания имеет вид

$$u = U_m \sin(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t), \qquad (3.16)$$

где m_f — индекс частотной модуляции.

Индексом частотной модуляции (коэффициентом девиации частоты) называют отношение максимальной девиации частоты к модулирующей частоте:

$$m_f = \Delta\omega_{max}/\Omega = \Delta f_{max}/F. \qquad (3.17)$$

Индекс частотной модуляции пропорционален амплитуде модулирующего напряжения:

$$m_f = kU_\Omega, \tag{3.18}$$

где U_Ω — амплитуда модулирующего напряжения; k — коэффициент пропорциональности.

Однако в отличие от коэффициента амплитудной модуляции m, зависящего только от амплитуды модулирующего напряжения, индекс частотной модуляции зависит также и от его частоты.

Математический анализ выражения 3.16 показывает, что уже при модуляции одной частотой здесь получаются не две боковых частоты, как при амплитудной модуляции, а бесконечно большое количество боковых частот. Они расположены симметрично по обе стороны частоты ω_0 и отстоят друг от друга на величину модулирующей частоты Ω. Амплитуды боковых частот довольно быстро убывают с удалением от частоты ω_0.

Теоретически для передачи и приема частотно-модулированных колебаний нужно обеспечить бесконечно большую полосу пропускания. На практике принято учитывать только те колебания, амплитуда которых превышает 2% амплитуды немодулированного колебания частоты ω_0. Полосу частот, необходимую для передачи частотно-модулированного колебания, при таком ограничении принято называть *эффективной полосой*.

При изменении индекса частотной модуляции изменяется спектр модулированного сигнала, причем изменяются амплитуды как боковых частот, так и несущей (напомним, что при амплитудной модуляции амплитуда несущей частоты не зависит от коэффициента глубины модуляции). При модуляции сложным сигналом число боковых частот в той же полосе соответственно увеличивается, а амплитуды боковых частот уменьшаются. Принято различать узкополосную частотную модуляцию, при которой ширина используемого спектра не превышает удвоенной ширины спектра амплитудно-модулированного сигнала ($m_f < 1$), и широкополосную частотную модуляцию ($m_f > 1$).

Широкополосная частотная модуляция использует спектр частот, значительно превосходящий максимальную частоту модулирующего сигнала. Поэтому частотную модуляцию применяют в основном в диапазоне метровых и более коротких волн, где имеется реальная возможность выделить нужные участки частотного диапазона. Последнему способствует и ограниченный радиус действия радиостанций в этом диапазоне.

Частотная модуляция может осуществляться как прямым, так и косвенным методами. При прямом методе модулирующее напряжение воздействует на автогенератор и изменяет его частоту. При косвенных методах частота автогенератора остается неизменной, а модуляция осуществляется в последующих каскадах.

Прямой метод частотной модуляции заключается в изменении емкости или индуктивности колебательного контура автогенератора в соответствии с модулирующим напряжением. Для этой цели чаще

всего применяют так называемые реактивные лампы, которые подключаются параллельно контуру и играют роль переменных реактивных сопротивлений.

Работа реактивной лампы может быть пояснена с помощью схемы, приведенной на рис. 3.11. В качестве реактивной лампы обычно используют пентод, обладающий малой проницаемостью. На аноде лампы действует переменное напряжение, снимаемое с колебательного контура автогенератора. Для того чтобы лампа выполняла роль реактивного сопротивления, протекающий через нее ток должен быть сдвинут относительно переменного анодного напряжения на $\pi/2$ (90°). Для получения нужного сдвига напряжение на сетку реактивной лампы подается с контура через фазосдвигающую цепочку, состоящую из конденсатора C и резистора R. Параметры этой цепочки подбирают таким образом, чтобы она незначительно шунтировала контур, а реактивное сопротивление конденсатора существенно превышало активное сопротивление резистора ($1/\omega C \gg R$). Все блокировочные конденсаторы должны обладать очень малым сопротивлением для токов высокой частоты.

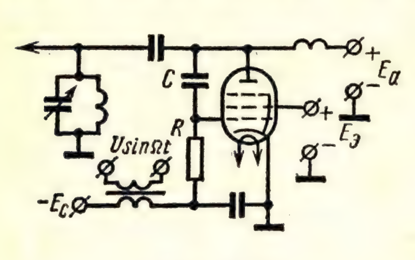


Рис. 3.11

Ток в цепочке RC опережает приложенное к ней напряжение на контуре $U_к \approx U_а$ практически на 90° и равен

$$I = \frac{U_а}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \approx U_а \omega C. \quad (3.19)$$

На резисторе R создается напряжение

$$U_с = IR = U_а \omega CR, \quad (3.20)$$

которое совпадает по фазе с током I и приложено к сетке лампы. Благодаря малой проницаемости лампы ее анодный ток определяется практически только сеточным напряжением, и амплитуда первой гармоники анодного тока будет равна

$$I_{1а} = S_{ср} U_с = U_а \omega C R S_{ср}, \quad (3.21)$$

где $S_{ср}$ — средняя крутизна лампы.

Следовательно, первая гармоника анодного тока лампы опережает на 90° анодное напряжение, и реактивную лампу можно рассматривать как емкость с эквивалентным сопротивлением

$$X_э = \frac{U_а}{I_{1а}} = \frac{1}{\omega C R S_{ср}} = \frac{1}{\omega C_э}, \quad (3.22)$$

откуда емкость конденсатора, эквивалентного лампе, равна

$$C_э = S_{ср} C R. \quad (3.23)$$

При других схемах включения реактивных ламп они могут быть эквивалентны индуктивности.

Для осуществления частотной модуляции необходимо изменять эквивалентную емкость или индуктивность реактивной лампы в соответствии с модулирующим напряжением. Для этой цели изменяют среднюю крутизну лампы изменением напряжения смещения любой из сеток. Если использовать линейный участок статической характеристики лампы, ее крутизна не будет изменяться и модуляция окажется невозможной. Однако во избежание искажений нелинейный участок характеристики должен быть выбран так, чтобы изменение крутизны лампы было пропорционально изменению напряжения смещения. В цепь сетки лампы включается вторичная обмотка модуляционного трансформатора последовательно с источником постоянного смещения. На первичную обмотку трансформатора подается модулирующее напряжение.

Отклонение частоты, получаемое с помощью реактивной лампы, обычно весьма мало (десятые доли процента). Значительно бóльшую девиацию частоты может обеспечить перестройка с помощью катушек индуктивности с ферритовыми сердечниками и полупроводниковых диодов.

Катушка с ферритовым сердечником и дополнительной обмоткой подмагничивания используется в качестве индуктивности колебательного контура автогенератора. Поскольку индуктивность такой катушки пропорциональна магнитной проницаемости μ сердечника, то изменение модулирующего тока в обмотке подмагничивания, изменяя магнитную проницаемость сердечника, будет изменять индуктивность катушки и частоту генерируемых колебаний. Такие схемы позволяют получить очень большое изменение частоты (в несколько раз), но зависимость частоты от тока подмагничивания нелинейна.

Известно, что емкость запертого *p-n*-перехода может изменяться в больших пределах (от единиц до десятков пикофарад) при изменении приложенного к нему напряжения. Для осуществления частотной модуляции параллельно колебательному контуру автогенератора присоединяют полупроводниковый диод, запертый постоянным напряжением смещения. Последовательно в цепь диода включается вторичная обмотка модуляционного трансформатора. При этом способе удается изменять частоту на десятки процентов.

Прямой метод частотной модуляции не обеспечивает высокой стабильности частоты. При *косвенном методе* частотной модуляции частота автогенератора может быть стабилизирована кварцем. Однако при этом методе первоначально под действием модулирующего напряжения осуществляется фазовая модуляция, которая затем преобразуется в частотную. Широкого применения косвенный метод не нашел в связи с значительным усложнением схемы.

При *фазовой модуляции* (ФМ) фаза высокочастотных колебаний изменяется без изменения амплитуды по закону изменения мгновенного значения модулирующего напряжения:

$$\varphi = \omega t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0, \qquad (3.24)$$

где $\Delta\varphi$ — индекс модуляции, характеризующий максимальное отклонение фазы колебаний от значения $\omega t + \varphi_0$.
Уравнение фазово-модулированных колебаний имеет вид:

$$u = U_m \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0). \qquad (3.25)$$

Как известно, фаза колебания характеризует состояние колебательного процесса в данный момент времени. Фаза является функцией времени и в простейшем случае при незатухающих колебаниях линейно зависит от времени

$$\varphi = \omega t + \varphi_0. \qquad (3.26)$$

Следовательно, угловая частота ω равна изменению фазы за единицу времени:

$$\omega = d\varphi/dt, \qquad (3.27)$$

т. е. является скоростью изменения фазы колебаний. При такой связи фазы и угловой частоты всякое отклонение фазы от линейного закона изменения приводит к отклонению частоты от начального значения, и наоборот. Поэтому при частотной модуляции всегда изменяется фаза, а при фазовой — частота. Частотная и фазовая модуляции оказываются взаимосвязанными и невозможны друг без друга. Сравнение выражений (3.16) и (3.25) также показывает их идентичность. Частотную и фазовую модуляцию различают только по тому, какой из параметров колебания (частота или фаза) находится под воздействием модулирующего напряжения.

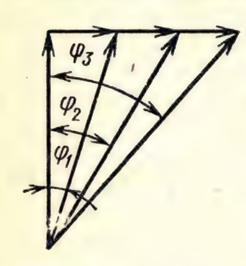


Рис. 3.12

Фазовая модуляция может осуществляться сложением двух колебаний одинаковой частоты, сдвинутых по фазе на 90°. Если одно из этих колебаний промодулировано по амплитуде, фаза результирующего напряжения будет изменяться (рис. 3.12). В применяемых на практике схемах балансных модуляторов напряжение, промодулированное по амплитуде, меняет свою фазу на 180° при переходе через нулевое значение, что позволяет получить большее отклонение фазы без заметных искажений.

Особым видом модуляции является *импульсная* (ИМ), которую можно рассматривать как разновидность амплитудной модуляции. В отличие от рассмотренных видов модуляции, где используются непрерывные колебания высокой частоты, при импульсной модуляции сигналы передаются в виде серии импульсов, параметры которых изменяются с частотой модулирующего сигнала.

При *амплитудно-импульсной модуляции* в соответствии с законом модулирующего напряжения изменяется амплитуда высокочастотных импульсов. Применяется также модуляция импульсов по длительности (*широтно-импульсная*), сдвигом импульсов по фазе (*фазо-импульсная*) и ряд других вариантов.

Вторым важнейшим видом преобразования частоты в радиоэлектронике является детектирование. *Детектирование* можно рассматривать как процесс, обратный модуляции, так как при этом промодулированное высокочастотное колебание преобразуется в низкочастотное, соответствующее модулирующему напряжению. Как и любое преобразование частоты, детектирование возможно только при использовании нелинейного элемента — детектора. В качестве нагрузки применяется фильтр нижних частот, например RC-цепочка. На нем заметное падение напряжения создают лишь постоянная и низкочастотные составляющие. В качестве детекторов используют полупроводниковые диоды и электронные диоды, триоды и пентоды.

В зависимости от вида модуляции высокочастотных колебаний детектирование бывает амплитудным, частотным и фазовым.

Если на нелинейный элемент подано переменное модулированное напряжение, среднее значение тока за счет нелинейности характеристики не равно начальному току, а изменяется в соответствии с огибающей модулированного напряжения (рис. 3.13). В результате ток детектора будет содержать три составляющих: постоянную, высокочастотную и низкочастотную. На нагрузке можно выделить низкочастотную составляющую, соответствующую модулирующему напряжению.

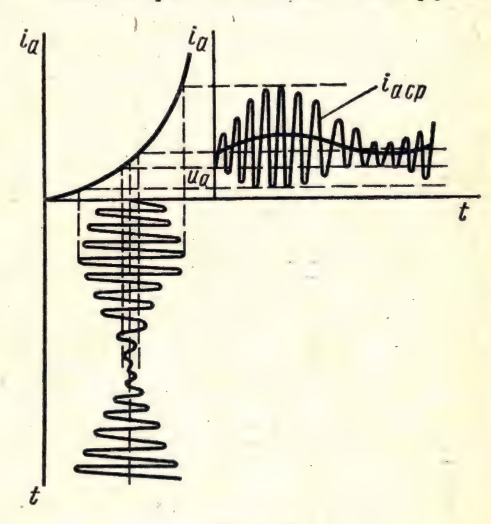


Рис. 3.13

Отношение амплитуды низкочастотного напряжения на выходе детектора $U_{m\Omega\,вых}$ к амплитуде огибающей сигнала на его входе $U_{m\Omega\,вх}$ носит название *коэффициента передачи напряжения детектора*:

$$K_d = U_{m\Omega\,вых}/U_{m\Omega\,вх} = U_{m\Omega\,вых}/mU_{m\omega\,вх}, \tag{3.28}$$

где $U_{m\omega вх}$ — амплитуда колебания высокой частоты на входе детектора.

Отношение напряжения высокой частоты к первой гармонике входного тока определяет *входное сопротивление детектора*:

$$R_{вх} = U_{m\omega\,вх}/I_{1ma}. \tag{3.29}$$

Следует указать, что кроме активной составляющей входное сопротивление детектора содержит емкость, но ее обычно принято относить к емкости колебательного контура предыдущего каскада.

В зависимости от схемы различают диодное, анодное и катодное детектирование.

Простейшая схема *диодного детектора* представлена на рис. 3.14,*а*. На нагрузке детектора R выделяются постоянная и низкочастотная составляющие напряжения. Высокочастотная составляющая шунтируется конденсатором C, емкость которого имеет малое сопротивление для высокой частоты и большое — для низкой.

При достаточно больших напряжениях на входе (более 0,3 В) характеристику детектора можно аппроксимировать двумя отрезками прямых (рис. 3.14,*б*). Постоянная составляющая тока создает

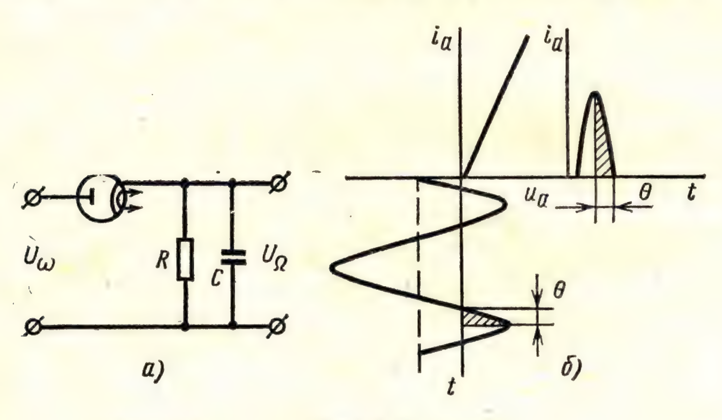


Рис. 3.14

на нагрузке R падение напряжения U_0, смещающее рабочую точку влево. Поэтому ток через диод протекает только в течение части положительного полупериода входного напряжения (угол отсечки $\theta < 90°$). Можно показать, что при таком детектировании, которое условно называют линейными, в составе тока детектора отсутствуют высшие гармоники модулирующей частоты, а следовательно, и нелинейные искажения. Если амплитуда входного напряжения мала, детектирование происходит на начальном квадратичном участке характеристики. Такое детектирование, называемое квадратичным, сопровождается значительными нелинейными искажениями.

Рассмотренная схема диодного детектора носит название *схемы с открытым входом*, так как постоянная составляющая входного напряжения проходит на нагрузку. В некоторых случаях это нежелательно и тогда применяется *схема с закрытым входом*, где напряжение на детектор подается через разделительный конденсатор C (рис. 3.15,*а*). В этой схеме на нагрузке выделяется и напряжение высокой частоты, так как шунтирование нагрузки емкостью привело бы к отсутствию входного напряжения на диоде.

Схемы детектирования на полупроводниковых диодах не отличаются от рассмотренных. Только в случае детектирования больших сигналов параллельно диоду приходится вводить шунтирующее

сопротивление $R_{обр}$ (рис. 3.15,*б*). Оно препятствует появлению большого обратного тока при заходе отрицательных напряжений за точку перегиба характеристики. Следует отметить, что при большой амплитуде напряжения (больше 3—5 В) у полупроводниковых детекторов снижается входное сопротивление и коэффициент передачи напряжения. Кроме того, эти детекторы по сравнению с ламповыми менее стабильны. Однако отсутствие источника накала, малые массы и габариты, а также большой срок службы определяют широкое применение полупроводниковых диодов при детектировании.

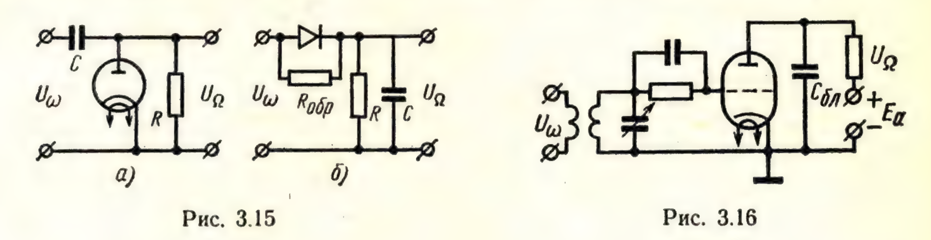


Рис. 3.15

Рис. 3.16

При использовании триодов и пентодов возможно создание различных схем *амплитудных детекторов*. Если используется характеристика сеточного тока $i_c = f(u_c)$, детектирование называют *сеточным*. При этом одна и та же лампа выполняет роль диодного детектора (в цепи сетки) и усилителя (в цепи анода). Модулированное напряжение может подаваться в цепь сетки по схеме с открытым и закрытым входом.

Во время положительного полупериода входного напряжения в цепи сетки проходит ток, который изменяется по закону модулирующего напряжения. При этом изменяется напряжение смещения и положение рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы. Соответственно появляется составляющая анодного тока, изменяющаяся по закону модулирующего напряжения. На анодной нагрузке выделяется усиленное напряжение модулирующей частоты. Для фильтрации высокочастотной составляющей анодная нагрузка блокируется конденсатором $C_{бл}$ (рис. 3.16).

При сеточном детектировании обычно возникают большие нелинейные искажения. При малых входных напряжениях работа происходит в пределах нелинейной начальной части характеристики сеточного тока, а при больших рабочая точка анодно-сеточной характеристики перемещается на нелинейный участок под воздействием большого отрицательного смещения. Входное сопротивление сеточного детектора невелико благодаря наличию сеточных токов.

Если для детектирования используется характеристика анодного тока $i_a = f(u_c)$, детектирование называют *анодным*. При анодном детектировании постоянное напряжение смещения определяет положение рабочей точки на нижнем криволинейном участке характеристики. В результате среднее значение анодного тока изменяется в соответствии с огибающей модулированного напряжения. Низкочас-

тотная составляющая выделяется на нагрузке, зашунтированной по высокой частоте конденсатором $C_{бл}$ (рис. 3.17).

При анодном детектировании также имеют место нелинейные искажения из-за работы на криволинейном участке характеристики при малых входных напряжениях и возникновению сеточных токов при больших. Входное сопротивление анодного детектора очень велико.

При *катодном детектировании* нагрузка включается в цепь катода, а рабочая точка выбирается на нижнем нелинейном участке анодно-сеточной характеристики (рис. 3.18). Схема аналогично ка-

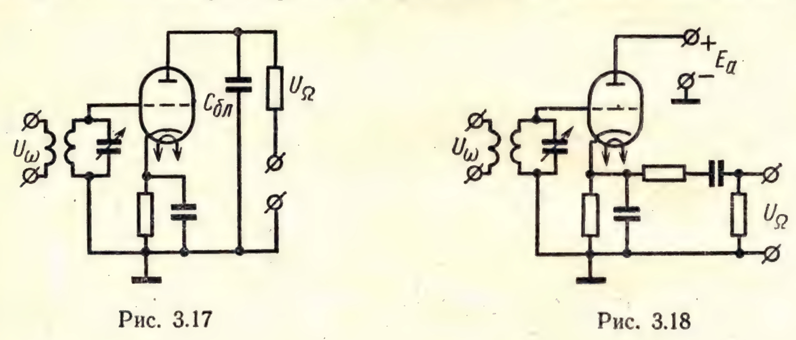


Рис. 3.17 Рис. 3.18

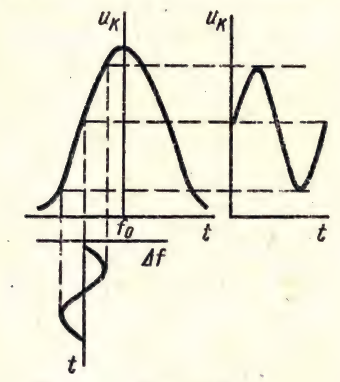
тодному повторителю охвачена глубокой отрицательной обратной связью. Поэтому коэффициент передачи напряжения здесь всегда меньше единицы. В то же время схема катодного детектора обладает большим входным сопротивлением, а возможность подбора сопротивления нагрузки облегчает ее согласование с последующим каскадом.

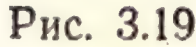
При *частотном и фазовом детектировании* можно предварительно превратить изменение мгновенного значения частоты в изменение тока, т. е. перейти к амплитудно-модулированным колебаниям. Для этой цели частотно-модулированный ток подается в цепь колебательного контура, настроенного на частоту, близкую к несущей частоте f_0 (рис. 3.19). При изменении частоты изменяется амплитуда высокочастотных колебаний в контуре. Полученное амплитудно-модулированное напряжение может быть продетектировано рассмотренными раньше способами.

На практике чаще применяют схемы частотного детектирования, непосредственно преобразующие частотно-модулированное колебание в соответствующее напряжение модулирующей частоты. Такие схемы называют *частотными дискриминаторами* (различителями).

Одна из распространенных схем частотных дискриминаторов приведена на рис. 3.20. Колебательные контуры L_1C_1 и L_2C_2 настроены на среднюю частоту f_0. Контуры связаны индуктивно и через емкость конденсатора связи $C_{св}$. С контура L_2C_2 модулированное напряжение снимается на два диода, включенные по двухтактной схеме и нагруженные на фильтр RC. Емкости конденсаторов C_3 и C_4 достаточно велики и представляют практически короткое замыка-

ние для токов высокой частоты. Поэтому можно считать, что на каждом из диодов действует сумма высокочастотных напряжений: на контуре L_1C_1 и на соответствующей части катушки L_2. При подаче на вход немодулированного колебания с частотой f_0, на которую настроены контуры, напряжения на диодах одинаковы и сумма падений напряжений на нагрузке R_1R_2 будет равна нулю. Если частота в результате модуляции уменьшится, ток в контуре L_2C_2 будет опе-




Рис. 3.19

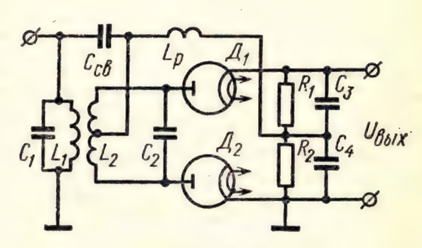


Рис. 3.20

режать наводимую в нем э. д. с. В результате напряжение на диоде $Д_1$ превысит напряжение на диоде $Д_2$ и на нагрузке появится разностное напряжение. При увеличении частоты ток в контуре L_2C_2 будет отставать от наводимой э. д. с., напряжение на диоде $Д_1$ будет меньше, чем на диоде $Д_2$ и на нагрузке появится разностное напряжение противоположного знака. Величина напряжения на нагрузке пропорциональна отклонению мгновенной частоты от среднего значения f_0 и соответствует модулирующему напряжению.

Детектирование фазово-модулированных сигналов производится аналогично, но в усилителе низкой частоты вводится частотная коррекция, при которой коэффициент усиления обратно пропорционален частоте. Без такой коррекции сигналы высокой частоты будут воспроизводиться с большей интенсивностью, чем низкой.

Детектирование амплитудно-импульсных и широтно-импульсных сигналов не отличается от детектирования амплитудно-модулированных сигналов.

При фазово-импульсной модуляции предварительно преобразуют импульсы, сдвинутые по фазе, в импульсы пропорциональной длительности, а затем детектируют их как при широтно-импульсной модуляции.

§ 3.2. УСИЛЕНИЕ СИГНАЛА. УМНОЖЕНИЕ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

В радиоэлектронике, вообще, и в схемах промышленной электроники, в частности, широко применяется усиление электрических колебаний. Предназначенные для этой цели устройства — усили-

тели — позволяют получить на выходе электрические колебания большей мощности, чем мощность колебаний, поданных на вход и управляющих работой усилителя. Такое увеличение мощности осуществляется за счет расхода энергии источника питания усилителя.

Преобразователем энергии постоянного тока источника питания в энергию усиленных колебаний служит электронная лампа или полупроводниковый прибор, которые управляются усиливаемыми колебаниями. Эти элементы являются нелинейными, т. е. их параметры (например, сопротивление) зависят от величины протекающего по ним тока или приложенного к ним напряжения. Поэтому на выходе усилителя наряду с полезными колебаниями частоты входного сигнала могут появиться и сигналы других частот. В большинстве случаев это явление приводит к искажению сигнала и является вредным. Однако специальные задачи радиоэлектроники — умножение и преобразование частоты — используют именно это явление для получения необходимого эффекта.

Поскольку усилению электрических колебаний посвящен специальный раздел учебника (см. гл. IV), в данном параграфе подробно рассматриваются только вопросы умножения и преобразования частоты.

Умножением частоты называют такое преобразование, при котором частота изменяется в сторону увеличения в целое число раз. Удвоение и утроение частоты давно применяется в радиопередающих устройствах, так как при этом можно понизить частоту задающего автогенератора, что облегчает задачу его стабилизации, и расширить общий диапазон передатчика. Кроме того, при такой схеме уменьшается обратная реакция мощных выходных каскадов на задающий генератор. В настоящее время умножение частоты с большой кратностью находит широкое применение в фазометрических устройствах, в молекулярных и атомных эталонах частоты, гетеродинах сантиметрового диапазона и т. п.

Для умножения частоты используется нелинейный элемент, на нагрузке которого кроме поданной на вход частоты ω_0 появляются высшие гармонические составляющие с частотой $n\omega_0$, где n — целое число. Если использовать в качестве нагрузки параллельный колебательный контур, настроенный на одну из этих частот, то при достаточной его добротности существенное падение напряжения на нем создает лишь ток с данной частотой. Для всех остальных частот как меньших, так и бóльших резонансной частоты контура, он представляет весьма малое сопротивление. Основная задача нелинейного элемента в схеме умножения состоит в том, чтобы превратить гармоническое входное напряжение в ток такой формы, при которой требуемая гармоника была бы хорошо выражена.

Практически умножение частоты осуществляется с помощью резонансных усилителей с нагрузкой в виде колебательного контура, настроенного на нужную гармоническую составляющую частоты, поданной на его вход.

Однокаскадные умножители частоты позволяют получить сравнительно небольшой коэффициент умножения ($n < 10$). Это обуслов-

лено главным образом трудностью достаточно чистого выделения необходимой гармоники при нормальной добротности контуров. Правда, на сантиметровых волнах, где используются объемные резонаторы с высокой добротностью, можно выделить гармоники до $n = 100$. Обычно же для получения большого коэффициента умножения ($n = 10 \div 10^5$) применяют многокаскадные умножители частоты. Идея этого метода заключается в выделении первым каскадом гармоники с небольшим значением n_1. Полученное колебание передается на следующий каскад, который выделяет гармонику n_2 новой частоты и т. д. Общий коэффициент умножения определяется произведением коэффициентов умножения всех каскадов:

$$n = n_1 n_2 \ldots n_k. \qquad (3.30)$$

Особое место в радиоэлектронике занимает такое преобразование частоты, при котором осуществляется сдвиг спектра по оси частот на определенную величину. На этом основан *принцип супергетеродинного приема*, являющийся основным в радиосвязи, радиовещании, телевидении и других областях.

При подаче на нелинейный элемент колебаний с двумя разными частотами ω_1 и ω_2 на выходе можно получить кроме основных частот и их высших гармонических составляющих сигналы суммарной ($\omega_1 + \omega_2$) и разностной ($|\omega_1 - \omega_2|$) частот. Если в качестве нагрузки использовать колебательный контур, настроенный на разностную частоту, на нем будет выделен сигнал этой частоты, часто называемой частотой биений.

Физически процесс получения колебаний с частотой биений объясняется тем, что при наложении двух синусоидальных колебаний разной частоты амплитуда результирующего напряжения зависит от соотношения фаз складываемых напряжений. В моменты времени, когда эти фазы совпадают, амплитуда результирующего напряжения максимальна, а когда фазы противоположны — минимальна. Полученное результирующее напряжение напоминает амплитудно-модулированное напряжение. Частота изменения амплитуды результирующего напряжения равна разности частот складываемых напряжений. Естественно, что для выделения сигнала этой новой частоты необходим нелинейный элемент, который в данном случае называют смесителем. Как и при детектировании в качестве смесителя могут быть использованы электронные лампы или полупроводниковые приборы.

Если одно из складываемых напряжений синусоидально, а другое модулировано и несет полезный сигнал, то колебание разностной частоты окажется промодулированным по тому же закону. Синусоидальное напряжение вырабатывается специальным генератором — гетеродином.

Смесители, применяемые в радиоприемниках различных диапазонов частот, можно разделить на односеточные, двухсеточные и диодные.

В *односеточных смесителях* напряжение сигнала и гетеродина поступает на одну и ту же управляющую сетку лампы. Такие смесите-

ли часто применяют в диапазоне коротких (на пентодах) и ультракоротких (на триодах) волн. Схемы односеточных смесителей отличаются способами подачи напряжения гетеродина и получения напряжения смещения. Обычно используется автоматическое смещение. Для ослабления взаимного влияния входной цепи сигнала и гетеродина напряжение гетеродина снимается с части контура и подается в цепь сетки смесителя через небольшую емкость или с помощью автотрансформатора. Часто для этой же цели применяют схему с катодной

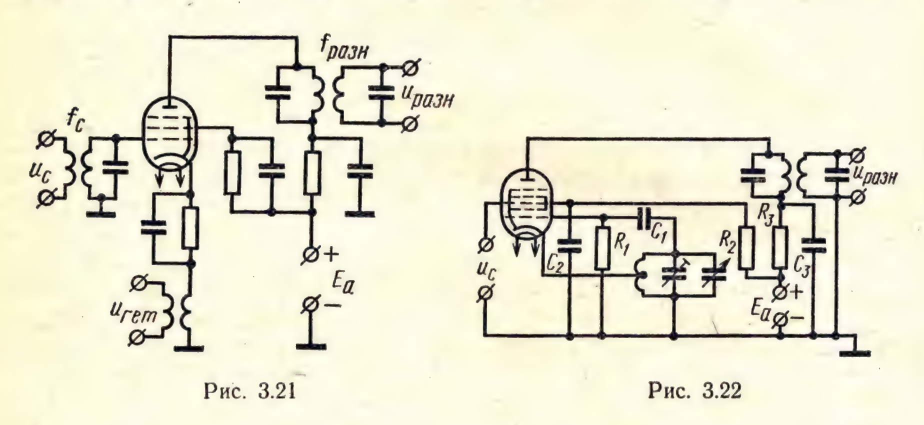


Рис. 3.21 Рис. 3.22

связью, в которой напряжение гетеродина подается в цепь катода, а напряжение сигнала — непосредственно в цепь сетки (рис. 3.21). Колебательные контуры в анодной цепи настраиваются на разностную частоту между частотой гетеродина и средней частотой сигнала.

В *двухсеточных смесителях* напряжение сигнала и гетеродина поступает на различные сетки лампы. Такие смесители нашли широкое применение в диапазонах длинных, средних и коротких волн. В них используют пентоды и специальные многоэлектродные лампы — гептоды и триод-гептоды. Очень часто гетеродин выполняют не на отдельной лампе, а на части комбинированной лампы. Одна из возможных схем, выполненная на гептоде, приведена на рис. 3.22. Гетеродин собран здесь по трехточечной автотрансформаторной схеме на триоде, роль анода которого играют сетки *2* и *4*, соединенные в гептоде между собой. По высокой частоте анод гетеродина заземлен через конденсатор C_2. На третью сетку лампы подается напряжение сигнала. Изменение напряжения на этой сетке практически не влияет на частоту гетеродина, так как при этом величина катодного тока, проходящего через часть катушки, не изменяется. В цепи первой сетки включен резистор R_1, на сопротивлении которого создается напряжение смещения за счет постоянной составляющей сеточного тока. Зависимость величины смещения от амплитуды напряжения гетеродина позволяет обеспечить оптимальный режим работы смесителя.

В двухсеточных смесителях анодный ток лампы зависит как от напряжения третьей сетки, на которую подается сигнал, так и от напряжения первой, гетеродинной сетки. Когда оба напряжения

действуют совместно, рабочая точка перемещается по динамическим характеристикам гептода, форма которых зависит от фазовых соотношений между напряжениями гетеродина и сигнала. В анодном токе появляется составляющая разностной частоты, напряжение которой выделяется на колебательном контуре в анодной цепи.

В двухсеточных смесителях за счет экранной сетки почти полностью исключено взаимное влияние цепей сигнала и гетеродина, что является их существенным преимуществом.

На практике некоторое применение находят *смесители на высокочастотных транзисторах*. Сложение колебаний сигнала и гетеродина происходит на нелинейном сопротивлении эмиттерного перехода. Результирующее напряжение детектируется, а напряжение разностной частоты выделяется на настроенном колебательном контуре в цепи коллектора. Обычно транзисторные смесители выполняют по схеме с общим эмиттером. На рис. 3.23 приведена схема смесителя с индуктивной связью с контуром сигнала и емкостной с гетеродином, который выполнен на отдельном транзисторе. Резисторы R_1, R_2 и $R_э$ обеспечивают требуемое положение рабочей точки и температурную стабилизацию. Фильтр $R_ф C_ф$ защищает источник питания от колебаний высокой частоты, а конденсатор C_1 служит для связи катушки L_1 с цепью эмиттера. Контур в цепи коллектора настроен на разностную частоту.

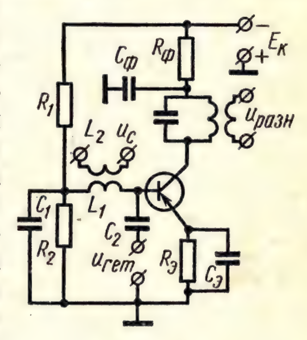


Рис. 3.23

При подаче напряжений сигнала и гетеродина на различные электроды транзистора связь между этими цепями получается более слабой, что способствует лучшей стабильности частоты гетеродина.

Транзисторы, используемые в качестве смесителей, должны иметь достаточно высокую граничную частоту, большую проводимость и малый коэффициент шума.

Схемы, в которых смеситель и гетеродин собраны на одном транзисторе, имеют худшие параметры, поскольку нельзя одновременно обеспечить оптимальные режимы для смесителя и гетеродина. Поэтому такие схемы применяют главным образом в малогабаритных переносных приемниках.

В некоторых случаях вместо обычных транзисторов в схемах преобразователей частоты используют полевые транзисторы, обладающие более низким уровнем шумов.

Как уже отмечалось, рассматриваемое преобразование частоты положено в основу *супергетеродинного приема*. Для приема высокочастотных модулированных колебаний, которые излучаются антенной передающего устройства и распространяются в виде электромагнитного поля, служат радиоприемные устройства двух типов: прямого усиления и супергетеродинные. В обоих случаях приемники могут быть перестраивающимися по частоте (связь, радиовещание, телевидение) или иметь фиксированную настройку на определенную частоту

(радиолокация, радионавигация). Приемное устройство, независимо от его назначения и типа, должно преобразовывать высокочастотные колебания в электрические сигналы первичной информации и воспроизводить их в виде звука, изображения, записи и т. п.

В приемнике прямого усиления сигнал, принятый антенной, усиливается резонансным усилителем высокой частоты, детектируется, а затем выделенный сигнал поступает в усилитель низкой частоты. В простейших приемниках этого типа усилитель высокой частоты может отсутствовать. Таким образом в приемнике прямого

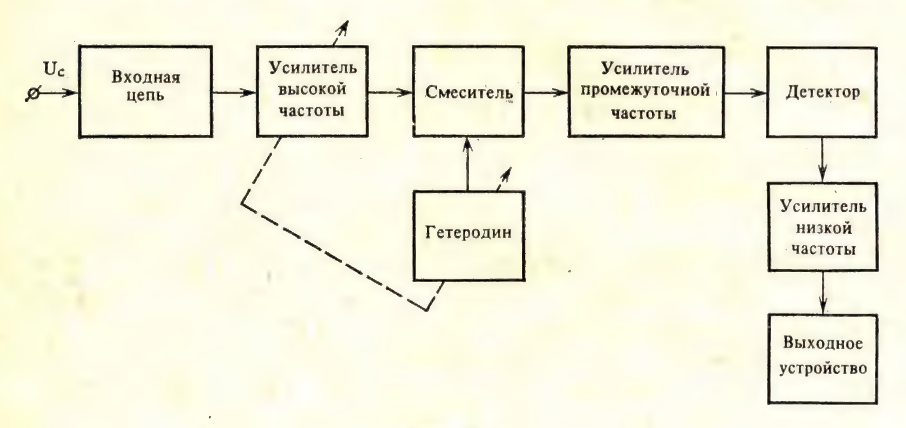


Рис. 3.24

усиления происходит одно преобразование частоты — детектирование.

Основной недостаток приемников прямого усиления заключается в невозможности получить в широком диапазоне частот нужной полосы пропускания при контурах с нормальной добротностью.

В супергетеродинном приемнике принимаемый сигнал преобразуется по частоте с помощью смесителя и местного гетеродина. Гетеродин может перестраиваться по частоте с тем, чтобы для любого принимаемого сигнала разностная частота была для данного приемника строго определенной. На этой частоте, называемой при супергетеродинном приеме промежуточной частотой, и происходит основное усиление сигнала. Поскольку величина промежуточной частоты не связана с частотой принимаемого сигнала, всегда можно выбрать ее так, чтобы при нормальной добротности контуров получить заданную полосу пропускания. Возможность усиления на одной фиксированной частоте позволяет использовать многокаскадные полосовые усилители, обладающие хорошими характеристиками.

Структурная схема супергетеродинного приемника представлена на рис. 3.24. Входная цепь и усилитель высокой частоты служат для выделения из сигналов, наводимых в антенне, нужного сигнала с частотой f_0 и усиления его по напряжению. Усиленный сигнал вместе с напряжением гетеродина поступают на смеситель. Гетеродин

перестраивается синхронно с резонансным усилителем высокой частоты. Для такой синхронной перестройки обычно используют сдвоенные, строенные и даже счетверенные переменные конденсаторы, насаженные на одну ось. Напряжение промежуточной (резонансной) частоты усиливается усилителем промежуточной частоты, а затем детектируется. Выделенная составляющая низкой частоты, повторяющая форму модулирующего напряжения, усиливается усилителем низкой частоты и поступает на выходное устройство. Таким образом, в супергетеродинном приемнике происходят два преобразования частоты.

К достоинствам супергетеродинных приемников по сравнению с приемниками прямого усиления относится более высокая чувствительность (способность принимать слабые сигналы) и лучшая избирательность (способность выделять полезный сигнал из всей суммы сигналов и помех).

Однако в супергетеродинных приемниках возникают специфические помехи при приеме сигналов по так называемому зеркальному каналу. Дело в том, что с одной и той же частотой гетеродина выбранную в данном приемнике промежуточную частоту образуют сигналы двух частот: большей и меньшей по сравнению с частотой гетеродина на значение промежуточной частоты. Если контуры усилителя высокой частоты имеют сравнительно широкую полосу, помеха по зеркальному каналу может быть существенна. Для уменьшения этой помехи нужно увеличивать значение промежуточной частоты и повышать добротность входных контуров. Иногда в супергетеродинных приемниках применяется двойное преобразование частоты. С помощью первого преобразователя создается сравнительно высокая промежуточная частота (единицы мегагерц), что позволяет избавиться от помехи по зеркальному каналу. Однако на такой частоте трудно получить большое усиление. Поэтому после второго преобразования основное усиление ведется на более низкой частоте (сотни килогерц). Естественно, что второй гетеродин не нуждается в перестройке, так как на вход второго смесителя подается фиксированная первая промежуточная частота.

Контрольные вопросы

1. Какие основные виды преобразования частоты используют в радиоэлектронике?
2. Какими способами можно приближенно выразить (аппроксимировать) нелинейную вольт-амперную характеристику?
3. В чем заключается модуляция колебаний и какие виды модуляции применяются?
4. Каким математическим выражением можно представить простейшее амплитудно-модулированное колебание?
5. Что называется коэффициентом глубины модуляции и от чего он зависит?
6. Какие новые частоты появляются в процессе амплитудной модуляции?
7. Как изменяется мощность амплитудно-модулированных колебаний?
8. Какую модуляцию называют сеточной, как она осуществляется?
9. Чем отличается анодная модуляция от сеточной?
10. Укажите основные недостатки амплитудной модуляции.
11. В чем заключается частотная модуляция?

12. Какой параметр называют девиацией частоты?

13. Какую полосу частот при частотной модуляции называют эффективной полосой?

14. Как осуществляется частотная модуляция?

15. Поясните работу реактивной лампы.

16. Чем отличается фазовая модуляция от частотной?

17. Укажите основные варианты импульсной модуляции.

18. В чем заключается детектирование колебаний и какие виды детектирования применяют?

19. Какие характеристики детектора называют коэффициентом передачи напряжения и входным сопротивлением?

20. Поясните работу схемы диодного детектора.

21. Чем отличается сеточное и анодное детектирование от диодного?

22. Как осуществляется частотное и фазовое детектирование?

23. Каким образом производится умножение частоты?

24. Как можно сдвинуть без искажений спектр сигнала по частотной оси?

25. Поясните физическую картину получения колебаний с частотой биений.

26. Какие виды смесителей применяют в радиоприемных устройствах?

27. В чем заключается основное преимущество супергетеродинного приема?

28. Опишите работу супергетеродинного приемника по структурной схеме.

29. В чем заключается основной недостаток супергетеродинного приема и какие меры принимают для его уменьшения?

ГЛАВА IV

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ

В схемах промышленной электроники часто встречаются электрические сигналы малой интенсивности. Для их усиления используют специальные устройства — усилители электрических сигналов. Усилители широко применяют в радио и проводной связи, в радиовещании, телевидении, радиолокации, в системах электрической записи и воспроизведении информации. Не менее широкое применение усилители находят в системах автоматики, авторегулирования, счетно-решающей техники, телемеханики и телеметрии. Без усилителей не обходятся также электронные устройства, используемые в измерительной технике и в других областях науки и техники (физика, биология, медицина, астрономия и т. д.).

В самом общем виде усилитель нужно рассматривать как активный четырехполюсник, на вход которого подается усиливаемый сигнал, а к выходу подсоединяется нагрузка (рис. 4.1). В пассивных четырехполюсниках (колебательные контуры, трансформаторы и т. п.) напряжение или ток на выходе могут быть больше, чем на входе, но мощность при этом не повышается. В активном четырехполюснике, которым является усилитель, мощность на выходе больше, чем на входе. Естественно, что при этом не нарушается фундаментальный закон сохранения энергии. Мощность, выделяющаяся на нагрузке усилителя, является преобразованной мощностью его источников питания, а входной сигнал только управляет ею.

Схему усилителя можно разделить на части, являющиеся самостоятельными простейшими усилителями, которые называют *каскадами*. Обычно каскад включает усилительный элемент с нагрузочным сопротивлением и элементами схемы, обеспечивающими требуемые напряжения питания и связь данного каскада с другими. Усилитель может состоять из одного или нескольких каскадов.

Применение усилителей в многочисленных и разнообразных областях привело к большому разнообразию их схем и конструкций. Наряду с наиболее распространенными электронными усилителями в технике применяют диэлектриче-

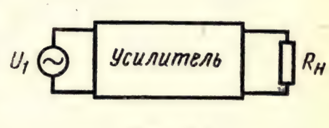


Рис. 4.1

ские, магнитные, молекулярные и некоторые другие виды усилителей.

В данном учебнике рассматриваются только электронные усилители, в которых в качестве активного элемента используются электронные лампы и полупроводниковые приборы.

В ряде случаев основным показателем служит не величина входной и выходной мощностей, а ток или напряжение на выходе усилителя. Поэтому электронные усилители условно делят на усилители напряжения, тока и мощности. К каждому из этих видов усилителей предъявляются специфические требования. По ширине полосы и абсолютным значениям усиливаемых частот электронные усилители делятся на:

1) усилители низкой частоты, предназначенные для усиления сигналов с частотой от десятков герц до 15—20 кГц;

2) усилители высокой частоты, предназначенные для усиления сигналов во всем диапазоне частот, используемых электроникой;

3) широкополосные усилители, позволяющие усиливать широкую полосу частот (например, от десятков герц до нескольких мегагерц);

4) усилители постоянного тока, которые усиливают сколь угодно медленные электрические колебания, начиная с частоты, равной нулю (постоянный ток).

Возможна также классификация усилителей по роду усиливаемых электрических сигналов (усилители гармонических сигналов и импульсные усилители), по типу применяемых усилительных элементов (на электронных лампах, на транзисторах и на туннельных диодах), по схеме включения усилительного элемента, по виду межкаскадных связей и т. д.

Свойства усилителей характеризуются их *техническими показателями* (*параметрами*). К основным из них относятся:

1) коэффициент усиления; 2) рабочий диапазон частот; 3) чувствительность; 4) динамический диапазон; 5) уровень собственных шумов; 6) стабильность параметров; 7) выходная мощность; 8) коэффициент полезного действия; 9) искажения, вносимые усилителем.

Коэффициент усиления по напряжению K_u, по току K_i и по мощности K_p показывает соответственно, во сколько раз напряжение, ток или мощность на выходе усилителя превышают их значения на входе.

Коэффициент усиления выражается в относительных единицах:

$$K_u = U_{вых}/U_{вх}; \quad K_i = I_{вых}/I_{вх}; \quad K_p = P_{вых}/P_{вх}. \tag{4.1}$$

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления всех отдельных каскадов, поскольку выходной сигнал предыдущего каскада является входным для последующего (рис. 4.2). Действительно,

$$K_{общ} = K_1 K_2 \ldots K_n = U_{вх2}/U_{вх1} \times U_{вх3}/U_{вх2} \ldots U_{вых\,n}/U_{вх\,n} = U_{вых}/U_{вх}. \tag{4.2}$$

На практике значительно чаще значение коэффициента усиления записывается в логарифмических единицах — децибелах:

$$K_u,\ дБ = 20 \lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}}; \quad K_i,\quad дБ = 20 \lg \frac{I_{вых}}{I_{вх}};$$

$$K_p,\quad дБ = 10 \lg \frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \tag{4.3}$$

В технике проводной связи до сих пор широко применяют другую логарифмическую единицу — непер:

$$N,\ Нп = \ln K_{(u,\,i)} = 0{,}5 \ln K_p. \tag{4.4}$$

Соотношение между непером и децибелом следующее:

$$1\ Нп = 8{,}686\ дБ.$$

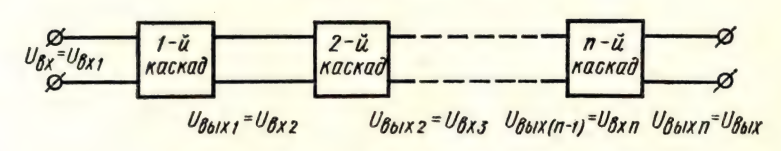


Рис. 4.2

Использование логарифмических единиц объясняется не только удобством обращения с меньшими числами, но и физической особенностью нашего слуха. Дело в том, что субъективное ощущение громкости звука связано не с изменением его силы, а только с логарифмом этого изменения, причем усиление или ослабление на 1 дБ примерно соответствует минимальному изменению силы звука, которое различает ухо. Кроме того, для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления здесь определяется проще — как сумма коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K_{общ},\ дБ = K_1 + K_2 + \ldots + K_n. \tag{4.5}$$

Следует указать, что в тех случаях, когда необходимо знать не только модуль напряжения или тока на выходе усилителя, но и его фазу, коэффициент усиления должен представляться в комплексной форме

$$\dot{K} = K e^{j\varphi}, \tag{4.6}$$

где $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ — фаза (аргумент) коэффициента усиления, показывающая угол сдвига фаз между напряжениями или токами на входе и на выходе усилителя.

Рабочий диапазон частот является одним из важнейших показателей усилителя и определяется той областью частот, где коэффициент усиления изменяется в пределах, допустимых техническими условиями (ТУ) на данный усилитель. Обычно допускаемые изменения коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот устанавливаются порядка 1—3 дБ.

Чувствительность усилителя определяется той наименьшей величиной напряжения или тока на входе, при которой на выходе создается номинальная мощность. Чувствительность усилителя для заданного напряжения на выходе определяется по *амплитудной характеристике усилителя* — графику зависимости амплитуды напряжения сигнала на выходе от амплитуды входного сигнала $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$. Примерный ход амплитудной характеристики представлен на рис. 4.3. Для усилителей на электронных лампах чувствительность обычно выражают по напряжению, так как благодаря большому входному сопротивлению каскада напряжение сигнала на входе практически равно э. д. с. источника. Для транзисторных усилителей, где входное сопротивление обычно мало, чувствительность часто выражают в единицах тока или мощности.

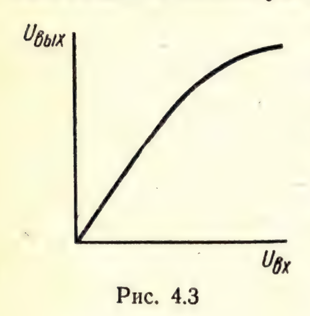


Рис. 4.3

Необходимый перевод из одних единиц в другие может быть выполнен по формуле:

$$U_{\text{вх}} = E - I_{\text{вх}} R_i; \quad I_{\text{вх}} = \frac{E}{R_i + R_{\text{вх}}}; \quad P_{\text{вх}} = I^2_{\text{вх}} R_{\text{вх}}, \qquad (4.7)$$

где E и R_i — э. д. с. и внутреннее сопротивление источника сигнала; $U_{\text{вх}}$, $I_{\text{вх}}$, $P_{\text{вх}}$, $R_{\text{вх}}$ — параметры входа каскада.

Динамический диапазон усилителя ограничивается минимальным и максимальным значением амплитуд сигнала, которые поступают на вход усилителя. Минимальный сигнал определяется чувствительностью усилителя, а максимальный — предельно допустимыми искажениями сигнала на выходе по ТУ.

Уровень собственных шумов усилителя определяет нижний достижимый уровень входной полезной мощности, а следовательно, чувствительности и динамического диапазона. Основными источниками шумов обычно являются сами усилительные элементы (электронные лампы и транзисторы) и резисторы. Кроме того, шумы вызываются внешними источниками помех и пульсациями напряжения питания. При этом наиболее существенными являются шумы, возникающие во входной цепи и в первом каскаде, так как они усиливаются всеми последующими каскадами наравне с полезным сигналом.

Для нормальной работы усилителя полезный сигнал должен превышать уровень собственных шумов в несколько раз. Количественно это принято выражать отношением сигнала к шуму (по мощности) или коэффициентом (фактором) шума.

Коэффициентом шума называют число, показывающее, во сколько раз отношение сигнала к шуму на входе усилителя больше, чем на его выходе:

$$N = \frac{(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}}. \qquad (4.8)$$

Стабильность параметров усилителя определяет его способность поддерживать коэффициент усиления в течение определенного времени

в пределах установленного допуска. Основными источниками нестабильности являются изменение параметров усилительных элементов, уход от номинальных значений сопротивлений, емкостей и индуктивностей в схеме, а также изменение сопротивления внешней нагрузки.

Выходная мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку, обычно характеризуется активной мощностью. При комплексной нагрузке между выходным напряжением и током создается фазовый сдвиг и тогда

$$P_{вых} = UI \cos \varphi. \quad (4.9)$$

Максимальную выходную мощность, при которой искажение сигнала на выходе не превышает допустимых по техническим условиям, называют *номинальной мощностью*.

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) представляет собой отношение мощности на нагрузке усилителя к мощности, потребляемой схемой усилителя от источников питания:

$$\eta = P_{вых}/P_{ист.\ пит}. \quad (4.10)$$

Для усилителей на электронных лампах в ряде случаев определяют к. п. д. без учета мощности, потребляемой цепями накала, что облегчает сравнение по этому параметру с усилителями на полупроводниковых приборах. Такой к. п. д. иногда называют электрическим, а полный к. п. д. — промышленным.

Искажения, вносимые усилителем, определяются как изменения формы выходного сигнала по сравнению с формой входного. Идеальным является усилитель, который точно воспроизводит на выходе форму сигнала, поданного на вход, с некоторым запаздыванием по времени за счет пробега сигнала по цепям усилителя. Однако реальный усилитель вносит в форму сигнала те или иные искажения, которые не должны превышать значений, допустимых по ТУ.

В зависимости от причин, их вызывающих, искажения можно разделить на четыре группы:

1) частотные; 2) фазовые; 3) переходные; 4) нелинейные.

Частотные искажения возникают при неодинаковом усилении гармонических составляющих усиливаемого сигнала, что связано с непостоянством коэффициента усиления на различных частотах. Источником частотных искажений являются реактивные элементы (емкости и индуктивности) в схеме усилителя.

Усилительные свойства электронных ламп мало меняются в пределах рабочего диапазона частот усилителя и поэтому практически не создают частотных искажений. У транзисторов усиление существенно зависит от частоты и они могут явиться источником частотных искажений.

Частотные искажения носят линейный характер, так как не зависят от нелинейных свойств усилительных элементов схемы.

Наиболее полное представление о частотных свойствах усилителя дает его *частотная* (*амплитудно-частотная*) *характеристика* — график зависимости модуля коэффициента усиления от частоты $K =$

$= \varphi(f)$. На рис. 4.4 приведен пример частотной характеристики, построенной в логарифмическом масштабе. Такой способ построения более удобен при сравнительно широких диапазонах частот, так как при линейном масштабе нижние частоты получаются очень сжатыми. Учитывая допустимое изменение коэффициента усиления, по частотной характеристике можно найти полосу частот (рабочий диапазон частот) данного усилителя. На рис. 4.4 указана полоса частот при допустимом уменьшении коэффициента усиления на 3 дБ.

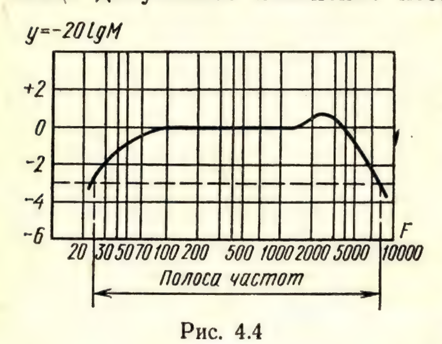


Рис. 4.4

Количественная оценка производится с помощью *коэффициента частотных искажений* M, который определяется отношением коэффициента усиления на средних частотах (где он обычно практически постоянен в широкой области) к коэффициенту усиления на данной частоте

$$M = K_{ср}/K. \tag{4.11}$$

Очевидно, что коэффициент M может быть и больше и меньше единицы.

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент частотных искажений определяется произведением коэффициентов отдельных каскадов:

$$M_{общ} = M_1 M_2 \ldots M_n, \tag{4.12}$$

а если коэффициенты выражены в децибелах, то их суммой

$$M_{общ},\ дБ = M_1 + M_2 + \ldots + M_n. \tag{4.13}$$

Общий коэффициент частотных искажений может оказаться меньше, чем частные коэффициенты одного или нескольких каскадов за счет взаимной коррекции (компенсации).

Фазовые искажения возникают при неодинаковом времени прохождения сигнала через усилитель на разных частотах. В результате на выходе образуются временны́е сдвиги отдельных составляющих сигнала. Источником фазовых искажений, как и частотных, являются реактивные элементы схемы. Они также не зависят от нелинейности усилительных элементов и, следовательно, являются линейными.

Фазовые искажения не играют роли при передаче звуковых сигналов, так как слух на них не реагирует. В усилителях, усиливающих визуально наблюдаемые и импульсные сигналы, фазовые искажения весьма существенны.

Из теории переменных токов известно, что фаза колебаний φ связана с частотой и временем следующим соотношением:

$$\varphi = \omega t = 2\pi f t. \tag{4.14}$$

Если учесть, что временной сдвиг Δt должен быть одинаков на всех частотах, получим

$$\varphi = \omega\Delta t = 2\pi f\Delta t = Af, \tag{4.15}$$

где $A = \text{const}$.

Следовательно, условием отсутствия фазовых искажений является пропорциональность фазового сдвига частоте данной составляющей сигнала.

График зависимости угла сдвига фаз, вносимого усилителем, от частоты называется *фазовой характеристикой усилителя* (рис. 4.5).

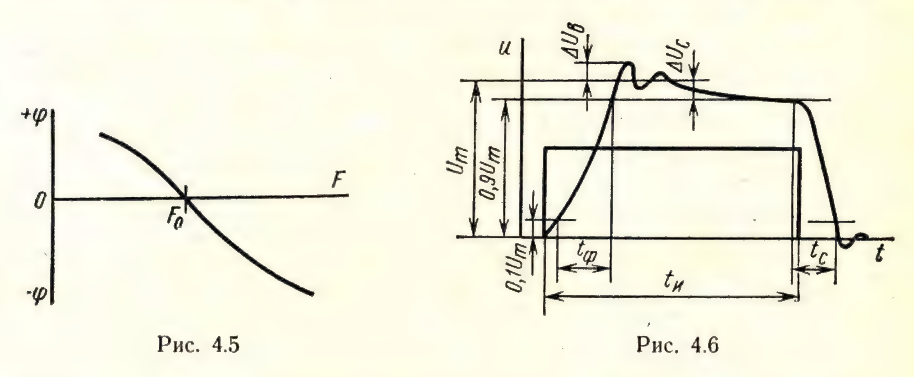


Рис. 4.5

Рис. 4.6

Идеальная фазовая характеристика должна иметь вид прямой линии. Фазовые искажения определяются степенью отклонения реальной характеристики от прямой. Для многокаскадных усилителей фазовые сдвиги отдельных каскадов суммируются.

Переходными искажениями называют искажения импульса на выходе усилителя по сравнению с входным прямоугольным импульсом. Они, как и предыдущие, связаны с наличием в схеме реактивных элементов и носят линейный характер. Для оценки переходных искажений используют так называемую *переходную характеристику*, которая является функцией напряжения или тока на выходе усилителя от времени при подаче на его вход прямоугольного импульса (рис. 4.6). Переходная характеристика жестко связана с ходом частотной и фазовой характеристик, но оказывается удобнее для оценки искажений при усилении импульсных напряжений. Количественная оценка переходных искажений производится по длительности фронта импульса (на промежутке от 0,1 до 0,9 U_m), величине спада вершины импульса $\Delta U_с$, длительности спада $t_с$ и выбросам фронта $\Delta U_в$.

Применяемые в усилителях электронные лампы и полупроводниковые приборы обладают нелинейной зависимостью выходного сигнала от входного. Если на вход нелинейного элемента подать чисто синусоидальный сигнал, то сигнал на выходе будет искажен по форме, возникнут так называемые нелинейные искажения. Несинусоидальный выходной сигнал всегда можно представить суммой ряда синусоид основной частоты и высших гармоник (разложение в ряд Фурье). Сле-

довательно, на выходе нелинейного элемента появятся компоненты частот, вообще отсутствовавшие на входе. При подаче колебаний сложной формы, содержащих в своем составе хотя бы два синусоидальных напряжения с частотами f_1 и f_2, возникают не только их гармоники, но и колебания комбинационных частот:

$$f_{\Sigma} = mf_1 \pm nf_2, \tag{4.16}$$

где m и n — целые числа.

Если же входное напряжение содержит больше, чем два синусоидальных колебания, то картина становится чрезвычайно сложной. При этом только составляющие основных частот, присутствовавших в входном сигнале, являются полезными. Все высшие гармоники и комбинационные частоты характеризуют *нелинейные искажения*, вносимые усилительным элементом или усилителем в целом.

Для количественной оценки нелинейных искажений пользуются *коэффициентом нелинейности* (коэффициентом гармоник), который определяется либо как отношение суммарного эффективного напряжения всех гармоник, начиная со второй, к напряжению основной частоты

$$\gamma_1 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{\sum\limits_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1}, \tag{4.17}$$

либо как отношение того же суммарного напряжения к полному напряжению, включающему все гармоники, начиная с первой:

$$\gamma_2 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \ldots + U_n^2}} = \frac{\sqrt{\sum\limits_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{\sqrt{\sum\limits_{n=1}^{\infty} U_n^2}}, \tag{4.18}$$

где U_1, U_2, ..., U_n — соответственно эффективные значения напряжений основной частоты, 2-й и т. д. гармоник исследуемого колебания.

Нетрудно убедиться, сопоставляя выражения (4.17) и (4.18), что

$$\gamma_1 = \frac{\gamma_2}{\sqrt{1 - \gamma_2^2}} \text{ и } \gamma_2 = \frac{\gamma_1}{\sqrt{1 + \gamma_1^2}}. \tag{4.19}$$

Для сравнительно небольших нелинейных искажений ($\gamma_1 < 0{,}25$) можно считать, что $\gamma_1 = \gamma_2$. При расчете нелинейных искажений обычно принимают во внимание только вторую и третью гармоники, так как интенсивность остальных гармоник незначительна.

С увеличением амплитуды сигнала нелинейные искажения увеличиваются, так как при этом используются бóльшие участки характеристик нелинейных элементов и сильнее сказывается их кривизна.

Для приближенной оценки степени нелинейности усилителя можно использовать его амплитудную характеристику (см. рис. 4.3). Обыч-

но начальный участок этой характеристики близок к линейному, но по мере увеличения амплитуды входного сигнала характеристика становится все более нелинейной.

Коэффициент нелинейности многокаскадного усилителя можно считать примерно равным сумме коэффициентов нелинейности отдельных каскадов

$$\gamma_{общ} = \gamma_1 + \gamma_2 + \dots + \gamma_n. \qquad (4.20)$$

Как уже указывалось, в электронных усилителях широкое применение нашли усилительные элементы в виде электронных ламп, транзисторов и туннельных диодов.

Электронные лампы начали применяться для усиления еще на заре развития радиотехники и в настоящее время выпускаются промышленностью в очень широком ассортименте.

Электронные лампы обладают следующими достоинствами:

1) независимость усилительных параметров от частоты в широком диапазоне;

2) малая зависимость параметров от температуры окружающей среды;

3) высокое входное сопротивление;

4) слабая паразитная связь между выходной и входной цепями;

5) малый разброс параметров в пределах одного типа ламп.

К недостаткам электронных ламп относятся:

1) низкий к. п. д.;

2) сравнительно большие габаритные размеры;

3) необходимость источников накала и высоковольтных источников анодного питания;

4) меньший срок службы по сравнению с транзисторами.

Транзисторы вошли в широкую практику только за последние десятилетия, но применяются очень широко благодаря существенным достоинствам, к которым относятся:

1) высокий к. п. д.;

2) малые габаритные размеры и масса;

3) работа при низковольтных источниках питания;

5) большой срок службы;

5) высокая механическая прочность.

В то же время у транзисторов имеются и существенные недостатки:

1) резко выраженная зависимость основных параметров от частоты и температуры окружающей среды;

2) низкое входное сопротивление;

3) большой разброс параметров в пределах одного типа транзисторов;

4) отсутствие очень мощных транзисторов (сотни ватт и более).

Сравнивая перечисленные достоинства и недостатки этих основных групп усилительных элементов, можно сделать вывод, что в настоящее время транзисторы не в состоянии полностью вытеснить электронные лампы, особенно в усилителях большой мощности и в тех случаях, когда от усилителей требуется высокая стабильность при работе в широком диапазоне изменения частоты и температуры. С другой сто-

роны транзисторы незаменимы в малогабаритной электронной аппаратуре, а также в схемах с большим количеством усилителей (например, в электронно-вычислительных машинах), где от длительности срока службы отдельных элементов зависит надежность работы всего устройства.

Сравнительно недавно в усилителях стали применяться полупроводниковые *туннельные диоды*, обладающие падающим участком вольт-амперной характеристики. Они позволяют создавать усилители в весь-

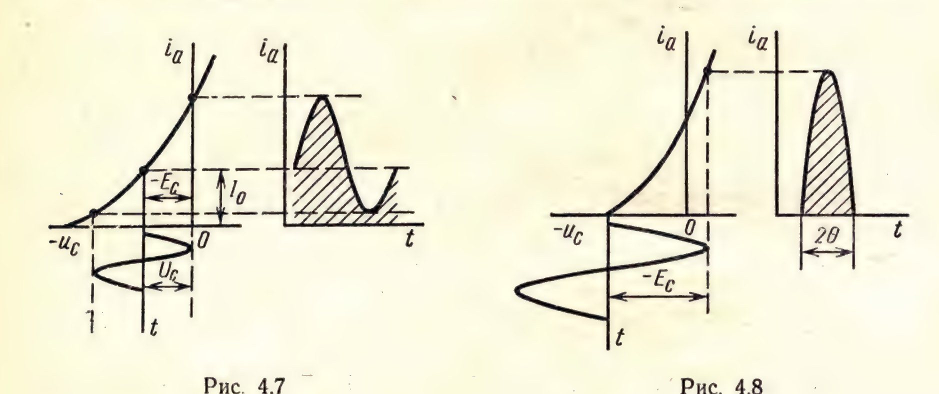


Рис. 4.7

Рис. 4.8

ма широком диапазоне частот (до нескольких тысяч мегагерц) при очень малых напряжениях источников питания (доли вольт). Недостатком усилителей на туннельных диодах являются малая величина выходной мощности и низкая стабильность параметров.

В электронных лампах и транзисторах, используемых в усилительных каскадах, ток может протекать в течение всего периода входного сигнала (рис. 4.7) или только в течение части периода (рис. 4.8). Половина той части периода, когда через усилительный элемент протекает ток, носит название угла отсечки θ. В соответствии с принятой классификацией различают следующие режимы работы усилителя:

1) режим класса А, ток протекает в течение всего периода, $\theta = 180°$;

2) режим класса В, ток протекает в течение половины периода, $\theta = 90°$;

3) режим класса АВ, промежуточный между А и В, $\theta \approx 120°$;

4) режим класса С, ток протекает меньше половины периода, $\theta < 90°$;

5) режим класса Д, ключевой, усилительный элемент либо полностью открыт, либо полностью закрыт.

Режим А характерен низким к. п. д. (меньше 20—30% для ламп и 40—45% для транзисторов), но позволяет получить малые нелинейные искажения, так как рабочую точку можно выбрать в середине линейной части характеристики. Режимы АВ, В и особенно С обладают высоким к. п. д., однако нелинейные искажения здесь могут быть значительными, что заставляет иногда прибегать к специальным симмет-

ричным схемам. Режим Д используется для усиления импульсных напряжений постоянной амплитуды.

И электронная лампа и транзистор для усиливаемого сигнала представляют собой трехполюсник, имеющий три электрода: входной, к которому подводится сигнал, выходной с подключенной к нему нагрузкой и общий, соединенный с нулевым проводом (рис. 4.9). Между функциями, выполняемыми электродами лампового триода и транзистора, можно провести определенную аналогию. Управляющими электродами являются сетка у лампы и база у транзистора. Катод лампы соответствует эмиттеру, а анод — коллектору транзистора.

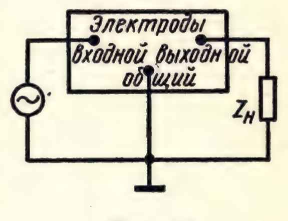


Рис. 4.9

Усиливаемый сигнал всегда должен подаваться на управляющий электрод, а общим электродом может быть любой из трех электродов. Соответственно существуют три схемы включения усилительных элементов: с общим катодом или эмиттером (рис. 4.10,*а*), с общим анодом или коллектором (рис. 4.10,*б*) и с общей сеткой или базой (рис. 4.10,*в*).

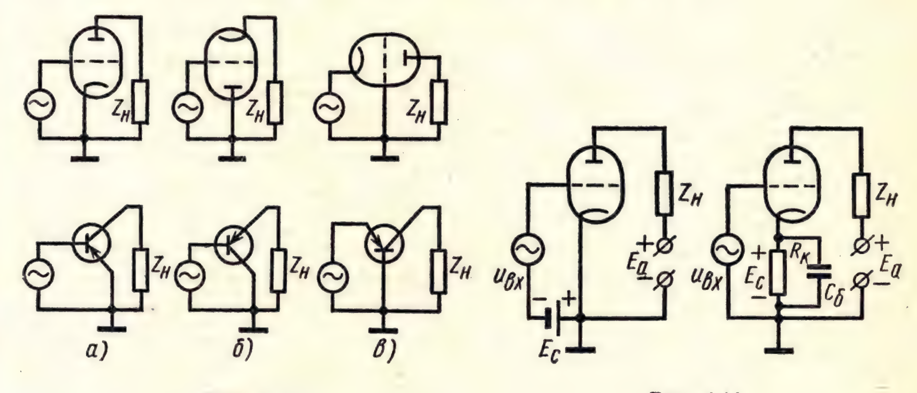


Рис. 4.10

Рис. 4.11

В усилительных устройствах наибольшее распространение получила *схема с общим катодом* (*эмиттером*). В ламповом каскаде источник сигнала подключается между сеткой и катодом (рис. 4.11). Рабочая точка на характеристике лампы должна лежать в области отрицательных сеточных напряжений, так как токи сетки уменьшают входное сопротивление каскада и служат дополнительной причиной искажений. Для создания отрицательного смещения можно включить в цепь сетки источник постоянного напряжения $E_с$ или воспользоваться схемой автоматического смещения. В этом случае в цепь катода включается резистор $R_к$, на сопротивлении которого за счет постоянной составляющей анодного тока создается требуемое напряжение смещения. Переменная составляющая анодного тока проходит через блокировочный конденсатор $C_б$.

Малые изменения напряжения на сетке лампы вызывают большие изменения напряжения на аноде, и нагрузка включается между анодом и землей.

В транзисторном каскаде источник сигнала подключается между базой и эмиттером (рис. 4.12). Для транзисторов типа *p-n-p* рабочая точка выбирается при отрицательном напряжении на базе относительно эмиттера. Здесь также возможно включение отдельного источника постоянного напряжения $E_б$, но проще использовать делитель напряжения R_1, R_2, питающийся от общего источника коллекторного напряжения $E_к$. Конденсатор $C_б$ в этой схеме препятствует короткому замыканию между базой и эмиттером по постоянному току.

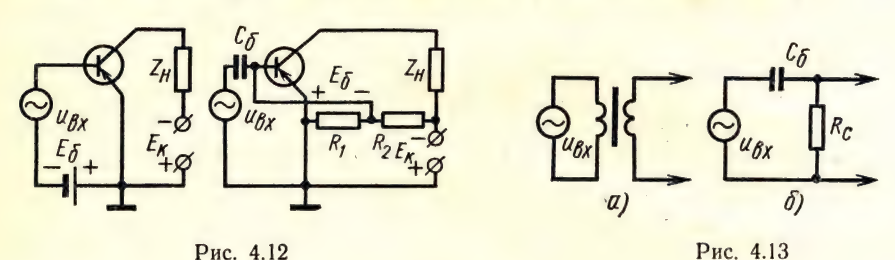


Рис. 4.12

Рис. 4.13

В приведенных схемах (рис. 4.11 и 4.12) источник усиливаемого сигнала подключен непосредственно к электродам усилительного элемента. В тех случаях, когда необходимо повысить напряжение во входной цепи, применяют *схему трансформаторного входа* (рис. 4.13,*а*). Одновременно здесь исключается попадание постоянной составляющей от источника сигнала в входную цепь усилителя. Если требуется такое разделение постоянной и переменной составляющих входного напряжения, но нет необходимости в использовании трансформатора, применяют *схему резисторного входа* (рис. 4.13,*б*). Резистор R_c служит для стекания зарядов, накапливающихся на сетке, и для подачи постоянного напряжения смещения.

Если усиление одного каскада недостаточно, последовательно включают несколько каскадов (см. рис. 4.2). Связь между каскадами осуществляется с помощью пассивных четырехполюсников межкаскадной связи. Такие четырехполюсники должны обеспечивать проводимость для входного и выходного сигнала, иметь достаточно стабильный коэффициент передачи в рабочем диапазоне частот и обладать минимальной нелинейностью. На рис. 4.14 приведены основные схемы *четырехполюсников межкаскадной связи*: непосредственная (*а*), реостатно-емкостная (*б*), трансформаторная (*в*), дроссельная (*г*) и реостатно-трансформаторная (*д*). Наибольшее распространение из них нашли реостатно-емкостная схема, как наиболее простая, и трансформаторная, которая позволяет легко согласовать сопротивление внешней нагрузки с выходным сопротивлением каскада. В усилителях постоянного тока применяют схему непосредственной связи.

Прежде чем перейти к рассмотрению конкретных групп усилителей, необходимо остановиться на представлении усилительных элементов

и каскадов в виде так называемых *эквивалентных схем*, которые облегчают понимание физических процессов в схемах и их расчет. При малых сигналах, когда используют линейные части характеристик, усилительные элементы и каскады могут быть заменены эквивалентными схемами, состоящими только из линейных элементов.

Электронную лампу удобно заменить эквивалентным генератором переменного напряжения. Внутреннее сопротивление R_i такого генератора зависит от режима работы лампы, например, в режиме А его

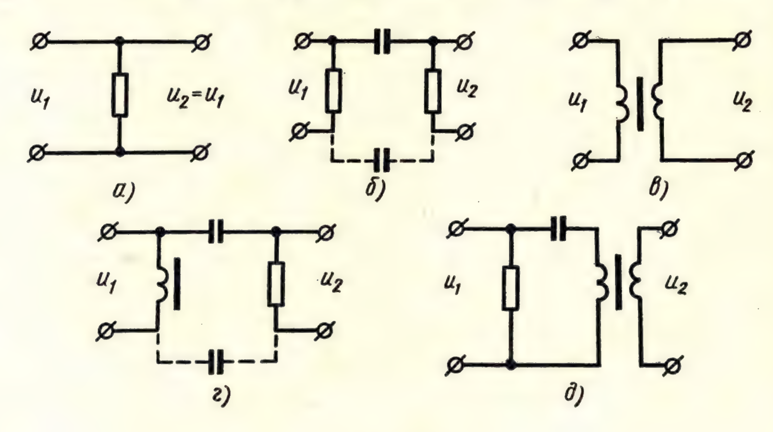


Рис. 4.14

можно считать равным внутреннему сопротивлению лампы в рабочей точке. В курсе «Электронные и полупроводниковые приборы» было показано, что при активной нагрузке $R_а$ амплитуда переменной составляющей тока анода лампы I_1 определяется выражением

$$I_1 = \frac{\mu U_c}{R_а + R_i}, \qquad (4.21)$$

где μ — коэффициент усиления лампы, а при комплексной нагрузке — выражением

$$\dot{I}_1 = \frac{\mu \dot{U}_c}{Z_а + R_i}. \qquad (4.22)$$

Тогда эквивалентная схема усилительного каскада, собранного по схеме с общим катодом, будет соответствовать приведенной на рис. 4.15.

Транзистор, как усилительный прибор, управляемый током, в эквивалентных схемах целесообразно заменять генератором переменного тока. Напомним, что между токами транзистора существуют определенные отношения:

$$I_к = \alpha I_э; \quad I_к = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_б; \quad I_э = \frac{1}{1-\alpha} I_б, \qquad (4.23)$$

где α — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой. Эквивалентная схема такого включения представлена на рис. 4.16.

На основании эквивалентной схемы и выражений (4.23) можно записать

$$U_{вх} = I_э r_э + I_б R_б \tag{4.24}$$

и

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_э} = r_э + \frac{I_б}{I_э} r_б = r_э + (1 - \alpha) r_б. \tag{4.25}$$

Входное сопротивление такой схемы очень мало. Известно, что коэффициент усиления по току $K_i = \alpha < 1$, но коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = U_{вых}/U_{вх} = I_к R_к / I_э R_{вх} = \alpha R_к / R_{вх} \tag{4.26}$$

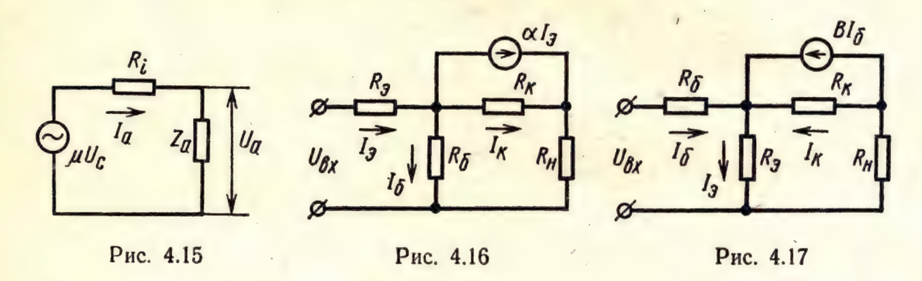


Рис. 4.15 Рис. 4.16 Рис. 4.17

может оказаться значительно больше единицы, если выдержано соотношение $R_к >> R_{вх}$.

Эквивалентная схема с общим эмиттером приведена на рис. 4.17. Учитывая выражения (4.23), можно получить расчетную формулу коэффициента усиления по току для этой схемы:

$$K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{I_к}{I_б} = \frac{I_б \dfrac{\alpha}{1 - \alpha}}{I_б} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = B. \tag{4.27}$$

Поскольку коэффициент α близок по величине к единице, коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером B может быть значительным. Коэффициент усиления по напряжению здесь определяется выражением

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_к R_к}{I_б R_{вх}} = B \frac{R_к}{R_{вх}} \tag{4.28}$$

На первый взгляд может показаться, что по сравнению со схемой с общей базой здесь можно получить существенно большее усиление по напряжению, учитывая, что $B >> \alpha$. Однако для этой схемы

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_б} = \frac{I_б r_б + I_э r_э}{I_б} = r_б + r_э (B + 1) \tag{4.29}$$

и из сравнения полученного выражения с (4.25) отчетливо видно, что входное сопротивление схемы с общим эмиттером значительно боль-

ше, чем схемы с общей базой. Поэтому коэффициент усиления по напряжению в этих схемах примерно одинаков.

Для схемы с общим коллектором коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_э}{I_б} = 1 + B \qquad (4.30)$$

и входное сопротивление

$$R_{вх} \approx R_э (B + 1), \qquad (4.31)$$

где $R_э$ — сопротивление резистора в цепи эмиттера.

Коэффициент усиления по напряжению в этой схеме всегда несколько меньше единицы.

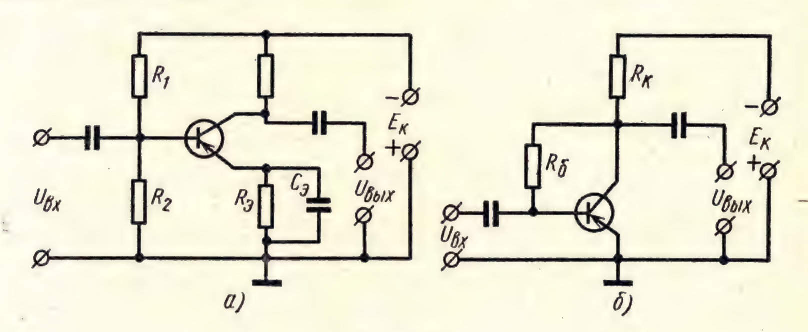


Рис. 4.18

Если сравнить данные рассмотренных схем, то можно установить, что схема с общим эмиттером, имея среднее значение входного сопротивления, дает примерно одинаковое усиление по напряжению со схемой с общей базой и по току со схемой с общим коллектором, обладая наибольшим усилением по мощности. Поэтому на практике схема с общим эмиттером применяется наиболее широко.

Существенная зависимость характеристик транзисторов от температуры вынуждает принимать специальные меры для *температурной стабилизации режима работы* транзисторов. Поскольку с увеличением температуры растут токи в цепях транзисторов, необходимо соответственно уменьшать постоянные напряжения для того, чтобы рабочая точка не сдвигалась. Температурная стабилизация осуществляется с помощью терморезисторов или, чаще, с помощью схем отрицательной обратной связи.

Широко применяемая на практике схема с отрицательной обратной связью по постоянному току приведена на рис. 4.18,*а*. Здесь обратная связь осуществляется за счет сопротивления $R_э$ в цепи эмиттера. Емкость $C_э$ пропускает переменную составляющую тока эмиттера, поэтому отрицательная связь по переменному току отсутствует и коэффициент усиления не уменьшается. С делителя R_1, R_2 снимается необходимое напряжение на базу. Напряжение между базой и эмиттером определяется разностью падений напряжений на сопротивлениях R_2 и

$R_э$. Первое из них практически постоянно. Падение же напряжения на $R_э$ определяется током эмиттера, который зависит от температуры. При увеличении температуры возрастает ток эмиттера, что приводит к уменьшению напряжения между базой и эмиттером, а следовательно, и тока эмиттера. При правильном выборе параметров схемы выходной ток удается поддерживать практически постоянным в достаточно широком диапазоне изменения температуры.

Схема так называемой параллельной отрицательной обратной связи представлена на рис. 4.18,*б*. Связь осуществляется через резистор $R_б$. При уменьшении напряжения на коллекторе за счет увеличения коллекторного тока с ростом температуры уменьшается напряжение на $R_б$, что приводит к уменьшению тока базы и компенсации тока коллектора. В отличие от предыдущей схемы здесь имеется отрицательная обратная связь и по переменному току, что приводит к уменьшению коэффициента усиления.

Встречаются также схемы с комбинированной (последовательно-параллельной) обратной связью.

§ 4.2. УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

В усилителях напряжения увеличения мощности на выходе достигают главным образом за счет усиления напряжения.

На низких частотах в усилителях напряжения могут применяться реостатно-емкостная, трансформаторная и дроссельная схемы.

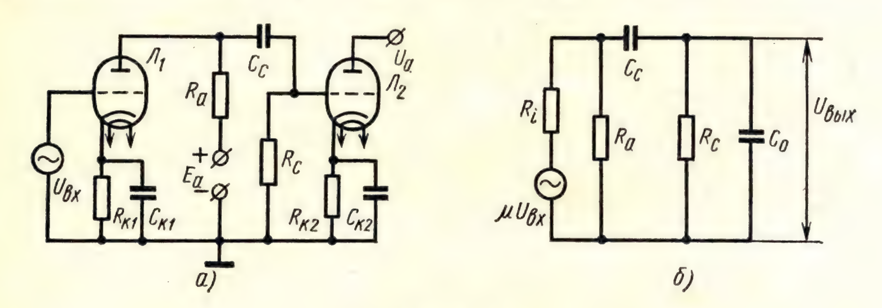


Рис. 4.19

В резисторном усилителе напряжения, использующем реостатно-емкостную схему, переменная составляющая анодного тока создает на сопротивлении нагрузочного резистора $R_а$ усиленное переменное напряжение (рис. 4.19,*а*). Для передачи этого напряжения на вход последующего каскада включены переходные элементы $C_с$ и $R_с$. Аналогичная схема может быть построена и на пентодах. Полная эквивалентная схема такого усилителя (рис. 4.19,*б*) включает кроме элементов, входящих в принципиальную схему, суммарную емкость C_0, которая заменяет включенные параллельно выходную емкость первого каскада $C_{вых}$, входную емкость второго каскада $C_{вх}$ и емкость монтажа схемы $C_м$. В последнюю входит как емкость между проводами и

элементами схемы, так и их емкость относительно шасси усилителя· Полученная эквивалентная схема позволяет рассмотреть работу усилителя на различных частотах.

В средней части рассматриваемого частотного диапазона (примерно 200—3000 Гц) сопротивление довольно большой емкости $C_с$ мало по сравнению с сопротивлением $R_с$, а емкость $C_м$ незначительна (десятки пикофарад) и она не шунтирует сопротивление $R_а$. В этом случае эквивалентная схема существенно упрощается и соответствует приведенной на рис. 4.15 общей эквивалентной схеме. В качестве нагрузки $Z_а$ здесь выступает параллельное соединение двух сопротивлений $R_а$ и $R_с$:

$$R_1 = \frac{R_а R_с}{R_а + R_с}. \quad (4.32)$$

В соответствии с (4.26) коэффициент усиления каскада по напряжению на средних частотах

$$K_{ср} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_1 R_1}{U_{вх}} = \frac{\mu R_1}{R_1 + R_i} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_1}} = \mu \frac{\alpha}{\alpha + 1}, \quad (4.33)$$

где $\alpha = R_1/R_i$ — коэффициент нагрузки (не путать с α — коэффициентом усиления по току в транзисторной схеме с общей базой!)

В схеме на пентодах, где $R_i >> R_а$ и $R_с >> R_а$, можно считать, что $R_i/R_а >> (1 + R_i/R_с)$ и расчетная формула упрощается:

$$K_{ср} = \frac{\mu}{R_i/R_а} = SR_а, \quad (4.34)$$

где S — крутизна характеристики лампы в рабочей точке.

В нижней части частотного диапазона (примерно от 20 до 200 Гц) сопротивление емкости $C_с$ становится существенным и на сопротивлении $R_с$ падает только часть усиленного напряжения. Коэффициент усиления тоже уменьшается и составляет

$$K_н = \frac{K_{ср} R_с}{\sqrt{R_с^2 + (1/\omega_н C_с)^2}} = \frac{K_{ср}}{\sqrt{1 + (1/\omega_н C_с R_с)^2}}. \quad (4.35)$$

Естественно, что такое уменьшение коэффициента усиления приводит к частотным искажениям, которые легко оценить в соответствии с (4.11):

$$M_н = \frac{K_{ср}}{K_н} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_н C_с R_с}\right)^2}. \quad (4.36)$$

Следовательно, частотные искажения будут тем больше, чем ниже частота и меньше постоянная времени переходной цепочки $\tau_с = R_с C_с$.

В верхней части диапазона (примерно от 3000 до 20 000 Гц) на величину коэффициента усиления влияет суммарная емкость C_0, уменьшая

общее сопротивление нагрузки с ростом частоты. Поскольку сопротивлением емкости $C_с$ здесь можно пренебречь, анодная нагрузка $Z_а$ представляет собой параллельное соединение $R_а$, $R_с$ и C_0. Проводимость такой цепочки с учетом (4.32) записывается так:

$$\frac{1}{Z_а} = \frac{1}{R_а} + \frac{1}{R_с} + j\omega_в C_0 = \frac{1}{R_1} + j\omega_в C_0. \qquad (4.37)$$

Тогда, учитывая (4.22) и (4.37), можно записать:

$$\dot{K}_в = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\dot{I}_1 Z_а}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\mu Z_а}{Z_а + R_i} = \frac{\mu}{1 + R_i/R_1 + j\omega_в R_i C_0}. \qquad (4.38)$$

Сравнивая полученное выражение с значением коэффициента усиления на средних частотах $K_{ср}$, можно сделать вывод, что с увеличением частоты коэффициент усиления будет уменьшаться, что вносит соответствующие частотные искажения. Расчеты показывают, что в этом случае

$$M_в = K_{ср}/K_в = \sqrt{1 + (\omega_в C_0 R_{вых})^2} \qquad (4.39)$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление схемы:

$$R_{вых} = R_i R_1/(R_i + R_1). \qquad (4.40)$$

Следовательно, частотные искажения здесь зависят от частоты и постоянной времени анодной цепи $\tau_а = R_{вых} C_0$.

Частотная и фазовая характеристики резисторного каскада приведены на рис. 4.20. Из проведенного анализа зависимости коэффициента усиления от частоты и параметров элементов схемы можно сделать вывод, что для получения более равномерной частотной характеристики необходимо соблюдать соотношения:

$$1/\omega_н C_с \ll R_с \text{ и } 1/\omega_в C_0 \gg R_а. \qquad (4.41)$$

Для получения большего коэффициента усиления желательно выбирать сопротивление $R_а$ большим (4.33 и 4.34), но при этом будет уменьшаться рабочий диапазон частот усилителя (4.41). Кроме того, падение постоянного напряжения на сопротивлении $R_а$ уменьшает анодное напряжение лампы и снижает коэффициент усиления μ. Для триодов обычно выбирают $R_а = (2 \div 3)R_i$, а для пентодов $R_а = (0,1 \div 0,23)R_i$ (внутреннее сопротивление R_i у пентодов значительно больше, чем у триодов). Сопротивление $R_с$ должно быть в 5—10 раз больше $R_а$, но при этом не должно превышать 2—3 МОм, так как в противном случае на нем может создаваться заметное напряжение смещения за счет токов утечки сетки.

Резисторный каскад на транзисторах с использованием схемы температурной стабилизации ($R_э$, $C_э$) представлен на рис. 4.21. Эта схема имеет определенные отличия от аналогичных схем на электронных лампах, связанные с особенностями самих транзисторов.

Частотная характеристика резисторного каскада на транзисторах определяется в основном не свойствами схемы, а зависимостью коэф-

фициента усиления транзистора от частоты. Для схемы с общим эмиттером эта зависимость имеет вид

$$B = \frac{B_0}{\sqrt{1+(f/f_{\text{гр}})^2}}, \tag{4.42}$$

где B_0 — коэффициент усиления по току на низких частотах; $f_{\text{гр}}$ — граничная частота в схеме с общим эмиттером.

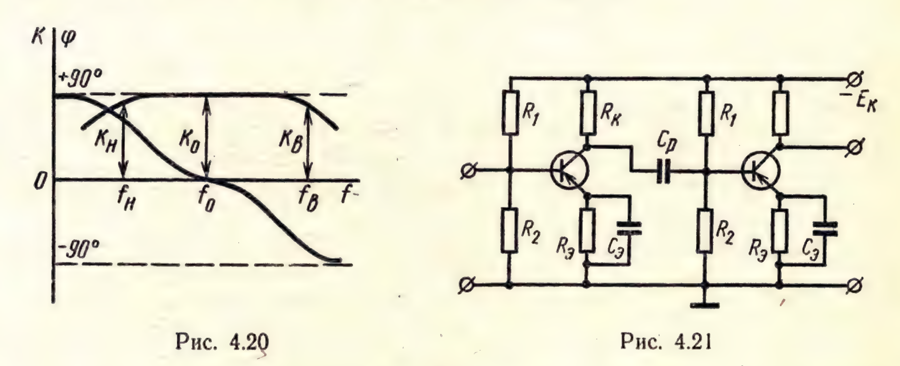


Рис. 4.20 Рис. 4.21

Следовательно, с ростом частоты коэффициент усиления уменьшается. Коэффициент частотных искажений $M_{\text{в}}$ в основном определяется этим соотношением и можно считать

$$M_{\text{в}} \approx \sqrt{1 + (f/f_{\text{гр}})^2}. \tag{4.43}$$

При выборе типа транзистора обычно руководствуются соотношением

$$f_{\text{гр}} = (2 \div 3) f_{\text{в}}. \tag{4.44}$$

На низших частотах частотные искажения определяются теми же факторами, что и для схемы на электронных лампах, расчет $M_{\text{н}}$ проводится по формуле (4.36).

Транзисторный каскад обладает очень малым входным сопротивлением, что уже отмечалось при рассмотрении основных схем включения транзистора (см. § 4.1). В усилителях напряжения низкой частоты применяется только схема с общим эмиттером, так как схема с общей базой не обеспечивает достаточного коэффициента усиления из-за низкого входного сопротивления (десятки ом), а схема с общим коллектором вообще имеет коэффициент усиления по напряжению меньше единицы. Однако и для схемы с общим эмиттером входное сопротивление не превышает сотен ом, что значительно меньше входных сопротивлений каскадов с электронными лампами.

При выборе элементов схемы начинают с расчета сопротивления обратной связи $R_{\text{э}}$:

$$R_{\text{э}} \approx (0{,}1 \div 0{,}3)\frac{E_{\text{к}}}{I_0}, \tag{4.45}$$

где $E_к$ — напряжение источника питания; I_0 — постоянная составляющая тока коллектора в рабочей точке.

Сопротивление $R_к$ выбирают с таким расчетом, чтобы на нем падало 30—50% напряжения источника питания. Емкость конденсатора $C_р$ рассчитывается исходя из допустимого коэффициента частотных искажений $M_н$ (4.36), принимая $R_с \approx R_к$.

В *трансформаторном усилителе напряжения* нагрузкой лампы служит трансформатор (рис. 4.22). В этом случае отпадает надобность в конденсаторе $C_с$ и резисторе $R_с$, так как сеточная цепь последующего каскада отделена по постоянному току от анодной цепи предыдущего.

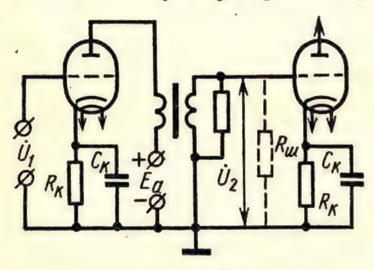


Рис. 4.22

Параллельно одной из обмоток трансформатора иногда включают шунтирующее сопротивление $R_ш$, устраняющее возможную паразитную генерацию.

По сравнению с резисторной схемой здесь легко согласовать входное сопротивление последующего каскада с выходным сопротивлением усилительного элемента, что особенно важно в транзисторных схемах. Трансформаторная схема позволяет поднять частотную характеристику в верхней части диапазона за счет резонансных свойств схемы. Кроме того, трансформатор дает возможность повысить выходное напряжение каскада.

С другой стороны трансформаторная схема обладает худшей фазовой характеристикой, бо́льшими габаритными размерами, массой и стоимостью по сравнению с резисторной. Поэтому трансформаторную схему используют главным образом в усилителях напряжения на транзисторах и в качестве предоконечных каскадов ламповых усилителей с повышенным выходным напряжением.

Дроссельную схему в усилителях напряжения применяют крайне редко.

Усилители высокой частоты предназначены для усиления колебаний высокой частоты при сравнительно узкой по отношению к средней частоте полосе. Усилители высокой частоты, использующие резонансные свойства колебательного контура, называют *резонансными*. Наибольшее распространение такие усилители получили в радиоприемных устройствах (радиовещание, радиосвязь, радиолокация), а также в телемеханике, автоматике, измерительной технике и т. п.

Кроме технических показателей (параметров), общих для всех усилителей (см. § 4.1), резонансные усилители характеризуются специфическим параметром — *избирательностью* (*селективностью*). В качестве нагрузки резонансного усилителя используют параллельный колебательный контур, сопротивление которого существенно зависит от частоты (см. § 2.1). Поскольку коэффициент усиления каскада в первую очередь определяется его нагрузкой, частотная характеристика резонансного усилителя также будет изменяться с частотой. Наи-

более наглядно это можно продемонстрировать на схеме с применением пентода, где коэффициент усиления каскада прямо пропорционален сопротивлению нагрузки (4.34). Следовательно, в этом случае частотная характеристика каскада будет совпадать с резонансной кривой параллельного колебательного контура.

Количественно избирательность S_e определяется как отношение коэффициента усиления на резонансной частоте K_0 к коэффициенту усиления K_1 при заданной расстройке Δf:

$$S_e = K_0/K_1 \quad (4.46)$$

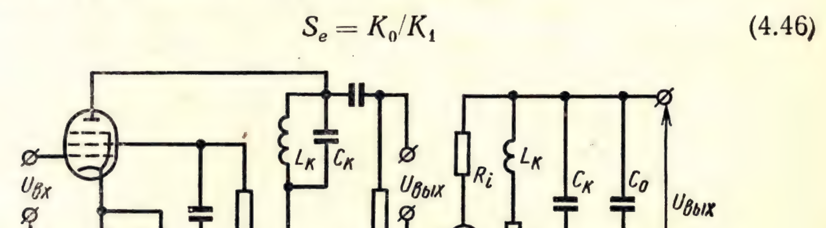


Рис. 4.23

или в децибелах

$$S_e,\ [дБ] = 20 \lg \frac{K_0}{K_1}. \quad (4.47)$$

Избирательность многокаскадного резонансного усилителя равна произведению избирательности всех каскадов в относительных единицах или их сумме в децибелах.

Кроме избирательности для резонансного усилителя существенным техническим показателем является его *устойчивость*. При работе на высоких частотах возможность самовозбуждения более реальна, чем на низких. Если резонансный усилитель не возбуждается, но близок к этому, его работа становится неустойчивой, небольшие изменения внешних факторов вызывают существенные изменения ряда технических параметров, в частности избирательности и искажений. При увеличении числа каскадов склонность усилителя к самовозбуждению увеличивается. Усилитель должен рассчитываться так, чтобы он не только не самовозбуждался, но был далек от самовозбуждения. Для количественной оценки используют коэффициент устойчивости

$$K_у = R_{рез}/R'_{рез}, \quad (4.48)$$

где $R_{рез}$ — резонансное сопротивление контура без учета действия обратной связи; $R'_{рез}$ — резонансное сопротивление контура с учетом действия обратной связи.

Положительная обратная связь уменьшает потери в контуре. Поэтому коэффициент устойчивости может изменяться от единицы (обратная связь отсутствует) до нуля (порог самовозбуждения). На практике выбирают $K_у = 0{,}8 \div 0{,}9$.

Рассмотрим основные схемы резонансных усилителей на электронных лампах и транзисторах.

Простейшая схема усилителя, предназначенного для усиления на одной фиксированной частоте, и его эквивалентная схема приведены на рис. 4.23. На эквивалентной схеме хорошо видно, что паразитная емкость C_0 подключена параллельно колебательному контуру и увеличивает его собственную емкость.

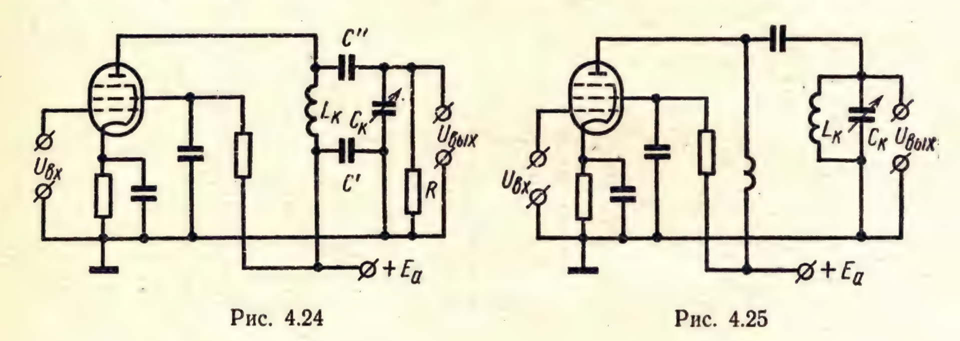


Рис. 4.24 Рис. 4.25

В большинстве случаев резонансные усилители должны перестраиваться по частоте. Плавная перестройка обычно осуществляется конденсатором переменной емкости. Во избежание поражения электрическим током и для устранения влияния руки оператора на настройку переменный конденсатор изолируют по постоянному току от источника анодного напряжения и заземляют его ротор. Это можно осуществить при включении в контур конденсаторов C' и C'' (рис. 4.24). При этом конденсатор C'' носит вспомогательный характер, предохраняя источник анодного напряжения от закорачивания через катушку контура при случайном замыкании пластин переменного конденсатора. В схеме с параллельным анодным питанием (рис. 4.25) эта же цель достигается проще, так как здесь не нужны конденсатор C'' и резистор утечки R.

Эквивалентная схема таких каскадов резонансных усилителей приведена на рис. 4.26, *а*. Пренебрегая большими емкостями C' и C'', можно заменить емкости $C_{вых}$, C и $C_{вх}$ одной суммарной емкостью $C_{общ} = C_{вых} + C + C_{вх}$ и упростить эквивалентную схему (рис. 4.26,*б*). На резонансной частоте контур имеет чисто активное сопротивление $R_{рез}$ (см. § 2.1), которое вместе с шунтирующими сопротивлениями R и $R_{вх}$ может быть представлено одним сопротивлением

$$R'_{рез} = \frac{R_{рез} R R_{вх}}{R_{рез} R + R_{рез} R_{вх} + R R_{вх}},$$

что приводит к дальнейшему упрощению эквивалентной схемы (рис. 4.26,*в*). Ток в такой схеме определяется выражением (ср. с 4.21)

$$I = \frac{\mu U_{вх}}{R'_{рез} + R_i}, \tag{4.49}$$

а выходное напряжение

$$U_{вых} = IR'_{рез} = \frac{\mu U_{вх} R'_{рез}}{R'_{рез} + R_i}. \tag{4.50}$$

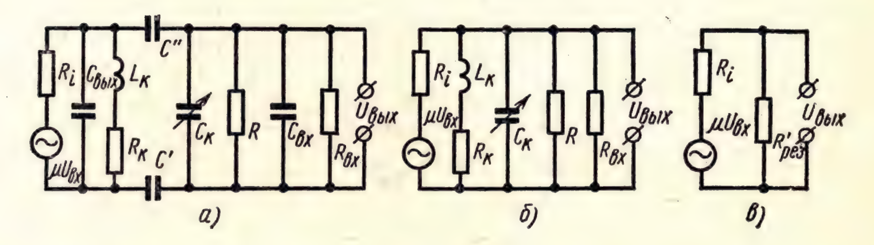


Рис. 4.26

Следовательно, коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu R'_{рез}}{R'_{рез} + R_i} = \mu \frac{\alpha}{\alpha + 1}, \tag{4.51}$$

где $\alpha = R'_{рез}/R_i$ — коэффициент нагрузки.

Обычно в этих схемах используют пентоды, у которых внутреннее сопротивление значительно превышает резонансное сопротивление контура ($\alpha \ll 1$). Тогда расчетная формула упрощается:

$$K \approx \mu\alpha = SR'_{рез}, \tag{4.52}$$

где S — крутизна лампы.

Сравнение полученных выражений (4.51) и (4.52) с выведенными ранее для усилителей низкой частоты (4.33) и (4.34) убеждает в их полной идентичности, что вполне естественно, так как сопротивление $R'_{рез}$ выполняет роль анодной нагрузки.

В рассматриваемых схемах колебательный контур полностью включен в цепь анода. Очевидно, внутреннее сопротивление лампы здесь можно пересчитать в контур

$$r_i = \omega_0^2 L^2 / R_i \tag{4.53}$$

и тогда эквивалентное сопротивление контура увеличится

$$r_э = r + r_i = r\left(1 + \frac{r_i}{r}\right) = r\left(1 + \frac{R'_{рез}}{R_i}\right) = r(1 + \alpha). \tag{4.54}$$

Соответственно возрастет и эквивалентное затухание контура [см. (2.16)]

$$d_э = r_э \omega_0 L = d(1 + \alpha), \qquad (4.55)$$

что приводит к ухудшению избирательности усилителя. Следовательно, чем меньше коэффициент нагрузки α, тем лучше избирательность усилителя. На практике обычно выбирают $\alpha \leqslant 0,25$.

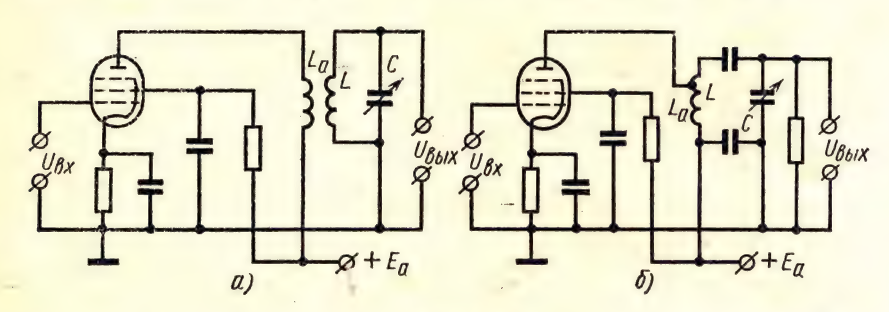


Рис. 4.27

При выводе выражения (4.54) мы пренебрегали шунтирующим действием сопротивлений R и $R_{вх}$, что вполне допустимо в диапазонах средних и длинных волн. Если же такое влияние существенно, необходимо их пересчитать в цепь контура.

Рис. 4.28

В схемах с полным включением контура в цепь анода невозможно менять величину связи между ними. Для подбора наивыгоднейшей связи контура и цепи анода применяют трансформаторные (рис. 4.27,*а*) и автотрансформаторные (рис. 4.27,*б*) схемы. Эквивалентная схема каскада с трансформаторным включением соответствует приведенной на рис. 4.28, где входная емкость следующего каскада учтена в емкости конденсатора C, а пересчитанное в цепь контура сопротивление $R_{вх}$ учтено в сопротивлении r'.

Можно показать, что для такой схемы эквивалентное сопротивление контура

$$r_э = r'\left(1 + m_т^2 \alpha\right), \qquad (4.56)$$

где $m_т$ — M/L — фактор связи.

Соответственно и эквивалентное затухание контура определяется выражением

$$d_э = d\left(1 + m_т^2 \alpha\right). \qquad (4.57)$$

Этой же формулой определяется и эквивалентное затухание контура в схеме с автотрансформаторным включением. Только фактор связи в

этом случае находится из выражения

$$m_а = \frac{M_а + L_а}{L},\tag{4.58}$$

где $L_а$ — индуктивность части контурной катушки, которая включена в цепь анода; $M_а$ — взаимоиндукция между $L_а$ и остальной частью катушки.

Сравнение выражений (4.57) и (4.55) показывает, что затухание каскада с трансформаторным или автотрансформаторным включением меньше, чем в схеме с полным включением контура в цепь анода. Следовательно, эти схемы обеспечивают лучшую избирательность усилителя. Физически это объясняется тем, что при полном включении внутреннее сопротивление лампы присоединяется непосредственно к контуру, а в трансформаторных схемах оно воздействует на контур через взаимоиндукцию катушек.

Ряд преимуществ транзисторов по сравнению с электронными лампами (см. § 4.1) обеспечивают их широкое применение в схемах усилителей. Однако на высоких частотах специфические недостатки транзисторов могут оказаться более существенными, чем на низких. Малое входное сопротивление транзистора вынуждает уменьшать связь контура с входом и выходом транзистора, снижая коэффициент усиления. Большая проходная проводимость транзисторов увеличивает непосредственную связь входных и выходных цепей, что приводит к расстройке одного из контуров при перестройке другого и может вызвать самовозбуждение каскада.

Для нейтрализации проходной проводимости могут применяться специальные схемы, но сейчас выпускаются высокочастотные транзисторы, которые устойчиво работают в резонансных усилителях и без схем нейтрализации.

Как известно, в диапазоне высоких частот, где используются резонансные усилители, параметры транзисторов существенно зависят от частоты, что объясняется в основном двумя причинами: наличием емкости коллекторного перехода $C_к$ и отставанием по фазе выходного тока от входного.

Для схемы с общей базой важнейшим параметром транзистора является коэффициент усиления по току α. Если на низких частотах этот коэффициент близок к единице ($\alpha_0 \approx 0,95 — 0,995$), то с ростом частоты он падает. Частота, при которой $\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_0$, называется граничной частотой f_α. Зависимость коэффициента α от частоты выражается формулой

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f}{f_\alpha}}.\tag{4.59}$$

Для схемы с общим эмиттером зависимость коэффициента усиления

по току B [см. (4.27)] от частоты выражается аналогичной формулой

$$\dot{B} = \frac{B_0}{1 + j\dfrac{f}{f_B}} \tag{4.60}$$

(эта же зависимость для модуля B приведена раньше (4.42).

Рассмотрим некоторые схемы каскадов резонансных усилителей на транзисторах. На рис. 4.29 приведены схемы с общей базой (рис. 4.29,*а*) и с общим эмиттером (рис. 4.29,*б*), которые очень мало отличаются друг от друга. Цепочка отрицательной обратной связи $R_б C_б$ ($R_э C_э$)

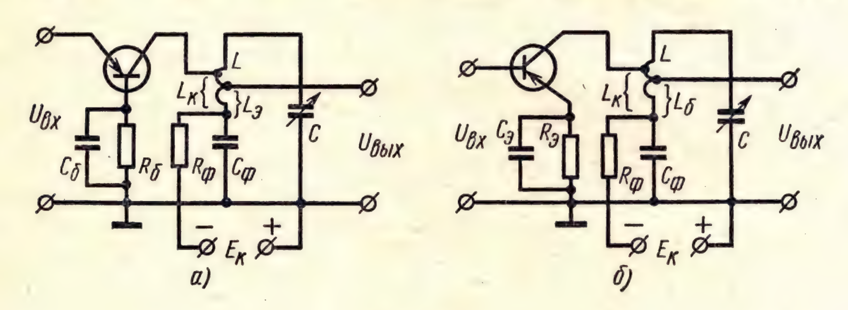


Рис. 4.29

стабилизирует рабочую точку, а $R_ф C_ф$ служит развязывающим фильтром. Ротор переменного конденсатора контура подключен к корпусу. Здесь применена автотрансформаторная схема включения контура, как в коллекторную цепь данного транзистора, так и в цепь эмиттера (базы) последующего каскада. Такое включение предотвращает шунтирование контура малым сопротивлением транзистора, что, как указывалось раньше, приводит к ухудшению избирательности усилителя. Схема с общей базой может использоваться на более высоких частотах, но низкое входное сопротивление затрудняет ее согласование с входным контуром (см. § 4.1).

В тех случаях, когда на высокой частоте необходимо усиливать сравнительно широкую полосу частот (например, при усилении радиоимпульсов), резонансные усилители не могут дать хороших результатов. Это объясняется в первую очередь пропорциональным уменьшением коэффициента усиления с расширением полосы частот. Действительно, если взять простейшую формулу (4.52) для усилительного каскада на пентоде и преобразовать выражение для $R_{рез}$ (см. 2.43) с учетом (2.18) и (2.35), получим

$$K = SR_{рез} = \frac{SL}{CR} = \frac{S\omega_0 L}{\omega_0 CR} = \frac{SQ}{2\pi f_0 C} = \frac{S}{2\pi C 2\Delta f}. \tag{4.61}$$

Кроме того, расширение полосы частот $2\Delta f$ возможно только при уменьшении добротности контура, что приводит к уменьшению избирательности каскада. Попытка повышения коэффициента усиления за

счет увеличения числа каскадов сопровождается сужением общей полосы частот.

Для усиления широкой полосы высоких частот применяют специальные усилители, носящие название полосовых. В связи с тем что их обычно используют для работы на одной фиксированной частоте (например, в усилителях промежуточной частоты радиоприемных устройств), в них можно применять сложные колебательные системы.

Полосовые усилители должны обеспечивать требуемый коэффициент усиления во всей заданной полосе частот и обладать высокой избирательностью, т. е. не усиливать частоты, лежащие за пределами этой полосы. Очевидно, идеальная частотная характеристика такого усилителя имела бы прямоугольную форму. В реальных усилителях характеристика отличается от прямоугольной, коэффициент усиления в пределах заданной полосы частот изменяется, а за ее пределами уменьшается постепенно. Иногда избирательность полосового усилителя характеризуют *коэффициентом прямоугольности* $K_п$, который является отношением полосы частот, отсчитанной на уровне 0,707 к полосе частот на другом уровне (например, 0,1). Для идеальной характеристики $K_п = 1$.

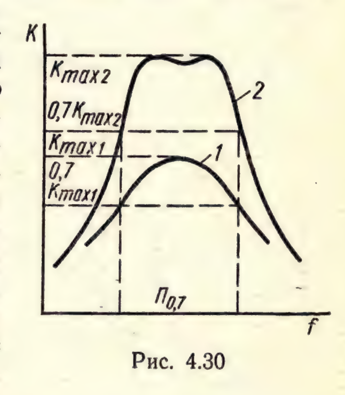


Рис. 4.30

Принципиально полосовой усилитель может быть построен на одиночном колебательном контуре, зашунтированном сопротивлением, но при этом не удается получить достаточно широкую полосу частот и коэффициент прямоугольности здесь близок к 0,1. Применение многокаскадного усилителя повышает коэффициент прямоугольности, но незначительно.

Лучшие результаты дает расстройка контуров различных каскадов усилителя относительно рабочей частоты. Так построен, например, усилитель с попарно расстроенными контурами, имеющий четное число каскадов. В каждой паре контур первого каскада настраивается на частоту $f_0 + \Delta f$, а второго — на $f_0 - \Delta f$. Частотная характеристика такого усилителя двугорбая, аналогично характеристике системы связанных контуров. По сравнению с одиночным контуром здесь можно при той же полосе частот уменьшить затухание контуров, что повышает коэффициент усиления и улучшает избирательность усилителя. На рис. 4.30 показаны частотные характеристики каскадов с одиночным колебательным контуром *1* и с попарно расстроенными контурами *2* при одинаковых полосах частот.

Увеличение расстройки Δf приводит к расширению полосы частот, но при этом увеличивается провал характеристики на рабочей частоте. Обычно применяют такую расстройку контуров, при которой провал достигает заданного уровня, определяемого допустимым коэффициентом частотных искажений, например уровня 0,707. Чтобы провал на рабочей частоте для усилителя в целом находился на определенном уровне, провалы у отдельных каскадов должны быть меньше.

Возможно добавление к каждой паре каскадов третьего каскада, контур которого настроен на рабочую частоту. Частотная характеристика приобретает три горба, и провал выравнивается (рис. 4.31).

Чаще применяют в каждом каскаде систему связанных контуров. Простейшая схема такого каскада с трансформаторной связью приведена на рис. 4.32. Из конструктивных соображений связанные контуры удобно помещать в общий экран. Если для повышения добротности контуров используются броневые сердечники с замкнутым магнитопроводом, трансформаторная связь обычно заменяется внешней емкостной связью.

По сравнению с усилителем с попарно расстроенными контурами в этом случае одинаковая форма частотной характеристики может быть

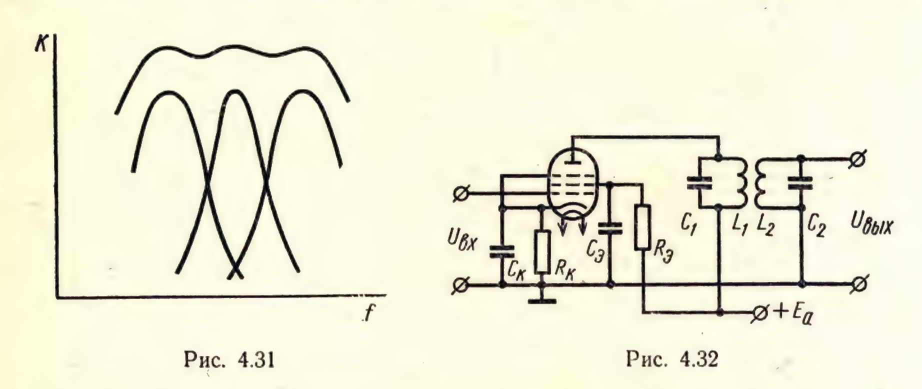


Рис. 4.31

Рис. 4.32

получена при вдвое меньшем числе каскадов, а все колебательные контуры настраиваются на одну частоту, что упрощает их регулировку.

Эквивалентная схема каскада с трансформаторной связью приведена на рис. 4.33. Если пересчитать э. д. с. и сопротивление генератора R_i в цепь первичного контура, а сопротивление $R_{\text{вх}}$ — в цепь вторичного, можно упростить эквивалентную схему, сведя ее к рассмотренной раньше системе связанных контуров (см. § 2.2). Расчеты показывают, что при критической связи коэффициент усиления на рабочей частоте равен

$$K_0 = SR_{\text{рез}}/2, \tag{4.62}$$

т. е. вдвое меньше, чем у каскада с одиночным колебательным контуром. Этого следовало ожидать, так как при критической связи в каждый контур вносится сопротивление, равное его собственному, что вдвое уменьшает резонансное сопротивление, а следовательно, и коэффициент усиления. Увеличить коэффициент усиления можно, повышая добротность контуров, но при этом сужается полоса частот.

На практике встречаются случаи, когда целесообразно иметь изменяющуюся полосу частот полосового усилителя (прием местных и дальних станций, телеграфных и телефонных сигналов, осциллографические исследования и т. д.). Чаще предусматривается не плавная регулировка полосы, а дискретная, на два положения. При трансфор-

маторной связи регулировка полосы может осуществляться изменением связи между контурами, а при емкостной — конденсатором связи переменной емкости. Дискретное изменение возможно при включении во вторичный контур нескольких витков, намотанных вместе с катушкой первичного контура, что резко увеличивает коэффициент связи.

В полосовых усилителях на транзисторах обычно применяют схемы нейтрализации, которые проще осуществить при работе усилителя

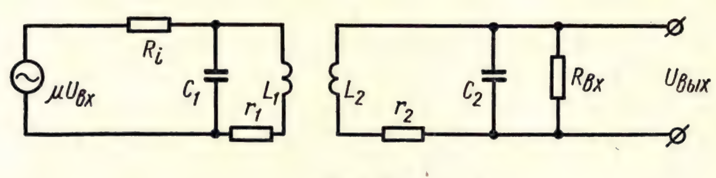


Рис. 4.33

на фиксированной частоте. В этом случае можно повысить коэффициент усиления каскада. Особенностью полосовых усилителей на транзисторах является также необходимость согласования низкого входного (а иногда и выходного) сопротивления с контуром.

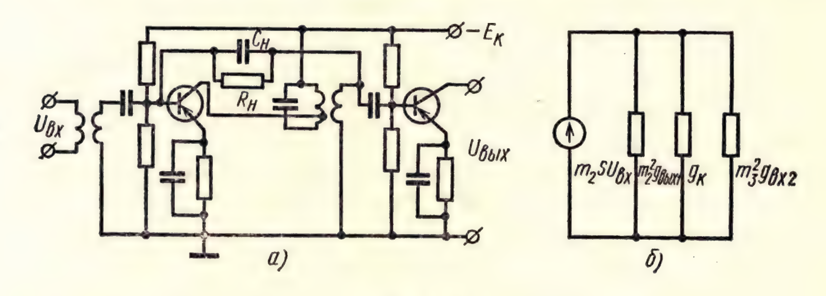


Рис. 4.34

Одна из характерных схем приведена на рис. 4.34,*а*. В схеме применена автотрансформаторная связь колебательного контура с цепью коллектора и трансформаторная связь с цепью базы транзистора в следующем каскаде. Нейтрализация обеспечивается цепочкой $R_н C_н$. Эквивалентная схема соответствует рис. 4.34,*б*.

В таких схемах при изменении в небольших пределах коэффициентов связи между колебательным контуром и цепями коллектора и базы коэффициент усиления каскада почти не меняется. Однако увеличение коэффициентов связи резко повышает затухание контура и приводит к расширению полосы частот. В этом заключается одно из важных отличий транзисторного усилителя от лампового, где коэффициент усиления обратно пропорционален полосе частот (см. 4.61).

Полосовые транзисторные усилители обычно содержат несколько каскадов либо с одиночными контурами, либо с системами связанных

контуров. В узкополосных усилителях применяют неполное включение контура в обе цепи транзисторов, как это показано на схеме рис. 4.34, *а*. При более широкой полосе используют полное включение контура в цепь коллектора и неполное включение в цепь базы транзистора следующего каскада.

В радиоэлектронных устройствах часто встречается необходимость усиления сигналов, обладающих очень широкой полосой частоты от единиц герц до единиц и даже десятков мегагерц. Для этой цели используют специальные усилители, которые называют *широкополосными* или *видеоусилителями*. Наибольшее применение они находят в телевидении, измерительной технике (осциллография) и в импульсной технике (радиолокация, импульсная связь и т. д.).

При широкополосном усилении необходимо передавать без искажений не только спектральный состав, но и форму сигнала, что возможно только при равномерной частотной характеристике и линейной фазовой, что объясняет весьма жесткие требования, предъявляемые к усилителю. Кроме того, необходимость усиления широкой полосы частот заставляет уменьшать сопротивление анодной нагрузки, что снижает коэффициент усиления каскада (4.51, 4.52).

Как правило, широкополосные усилители строят по резисторной схеме, которая по сравнению с трансформаторной и дроссельной обеспечивает меньшие частотные и фазовые искажения.

Для выравнивания частотной характеристики применяют специальную *частотную коррекцию*. Задача корректирующей цепи заключается в увеличении коэффициента усиления на тех частотах, где имеется спад частотной характеристики. Схемы корректирующих цепей делятся на следующие группы:

1) схемы, осуществляющие увеличение сопротивления анодной (коллекторной) нагрузки на частотах, требующих подъема характеристики;

2) схемы, использующие резонансные явления;

3) схемы коррекции за счет отрицательной обратной связи.

В схемы широкополосных усилителей вводят элементы частотной коррекции на верхних частотах, что позволяет повысить коэффициент усиления в 1,5—2 раза при сохранении той же полосы частот. Одно из простейших решений сводится к введению в анодную нагрузку катушки индуктивности $L_а$ последовательно с резистором $R_а$. Приведенные на рис. 4.35 и 4.36 эквивалентные схемы усилителя в области высоких и низких частот отличаются от рассмотренной схемы усилителя низкой частоты (см. рис. 4.19,*б*) только наличием корректирующих элементов $L_а$, $R_ф$ и $C_ф$. Очевидно, что для существенного повышения коэффициента усиления на верхних частотах необходимо выбирать коэффициент нагрузки $\alpha = R_а/R_i$ небольшим, т. е. как бы искусственно понижать коэффициент усиления на средних частотах. Поэтому в таких схемах целесообразно использовать пентоды. Наряду с увеличением сопротивления анодной нагрузки за счет индуктивной составляющей большее влияние здесь оказывает наличие параллельного контура, состоящего из $L_а$, суммарной емкости C_0 и $R_а$, что хорошо видно по эквивалентной схеме такого усилителя в области высоких

частот (рис. 4.35) и низких (рис. 4.36). В схеме не учтена цепочка $R_ф$, $C_ф$, так как на высоких частотах емкостное сопротивление $C_ф$ очень мало и на форму частотной характеристики не влияет. Если собственная частота этого контура близка к верхней границе усиливаемой полосы частот, сопротивление анодной нагрузки может оказаться больше $R_а$, что позволяет выравнять частотную характеристику. При соответствующем выборе величины $L_а$ фазовую характеристику также удается сделать более линейной, а следовательно, уменьшить и величину фазовых искажений. При расчете корректирующих индуктивностей исходят из допустимого значения коэффициента частотных искажений $M_в$ (4.39).

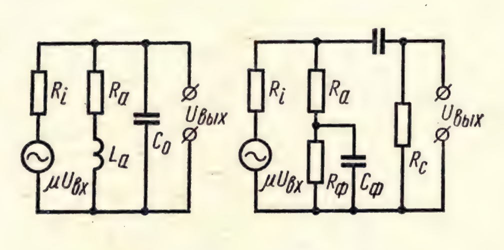


Рис. 4.35 Рис. 4.36

Наряду с простой схемой высокочастотной коррекции, включающей одну катушку индуктивности, применяют сложные схемы с двумя и более катушками, например, в анодной нагрузке и в переходной цепочке, последовательно с емкостью $C_с$.

На нижних частотах также применяют элементы коррекции для улучшения линейности частотной характеристики.

Ранее рассматривалось влияние переходной емкости на завал частотной характеристики на нижних частотах. Этому способствуют также цепи катодного смещения $R_кC_к$ и экранирующей сетки (при использовании пентодов), где искажения возникают в результате появления на нижних частотах отрицательной обратной связи, снижающей коэффициент усиления.

Частотная коррекция на нижних частотах осуществляется с помощью анодного фильтра $R_ф$, $C_ф$, который поднимает частотную характеристику и создает отрицательный фазовый сдвиг, что компенсирует фазовые искажения. Эквивалентная схема каскада на нижних частотах соответствует рис. 4.36 (индуктивное сопротивление $L_а$ на этих частотах очень мало). Физически подъем частотной характеристики объясняется увеличением анодной нагрузки на нижних частотах за счет возрастания сопротивления анодного фильтра. Подъем частотной характеристики должен определяться допустимым значением коэффициента частотных искажений $M_н$.

Далее будет показано (см. § 4.3), что отрицательная обратная связь позволяет уменьшить все виды искажений, возникающие в усилителях, в том числе частотные и фазовые. В широкополосных усилителях используют цепи параллельной отрицательной обратной связи в паре

каскадов или комплексной отрицательной обратной связи в каждом каскаде усилителя.

Довольно часто для этой цели конденсатор $C_к$, блокирующий катодное сопротивление автоматического смещения, ставят малой емкости. На нижних и средних частотах осуществляется отрицательная обратная связь за счет сопротивления $R_к$. На верхних частотах величина обратной связи уменьшается, так как емкость $C_к$ шунтирует сопротивление $R_к$.

Широкополосные усилители на транзисторах обычно выполняют по схеме с общим эмиттером и резисторной межкаскадной связью. Как указывалось ранее, частотная характеристика транзисторного каскада в первую очередь определяется зависимостью коэффициента усиления от частоты и при выборе транзистора необходимо учитывать его граничную частоту (см. 4.44). Сопротивление резистора эмиттерной нагрузки приходится выбирать, исходя из компромиссных соображений, так как его увеличение позволяет получить больший коэффициент усиления, но несколько сужает полосу частот.

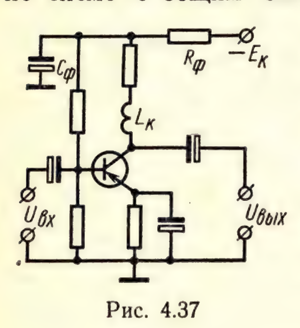


Рис. 4.37

Как уже отмечалось для выравнивания частотной характеристики применяют схемы коррекции, рассмотренные выше: на верхних частотах — включение индуктивности в коллекторную нагрузку (рис. 4.37), на нижних — использование фильтра $R_ф$, $C_ф$. Возможно также применение отрицательной обратной связи, например, параллельной по напряжению, что помимо уменьшения частотных искажений способствует улучшению температурной и общей стабильности усилителя.

Благодаря низкому входному сопротивлению транзисторов рассмотренные схемы частотной коррекции не всегда обеспечивают требуемый подъем частотной характеристики. Лучший эффект могут дать схемы, приведенные на рис. 4.38. В схеме рис. 4.38,*а* на верхних частотах уменьшается сопротивление параллельной цепочки *RC*, что приводит к увеличению сигнала на входе последующего каскада (высокочастотная коррекция). В схеме рис. 4.38,*б* на нижних частотах за счет цепочки *RC* уменьшается напряжение параллельной отрицательной

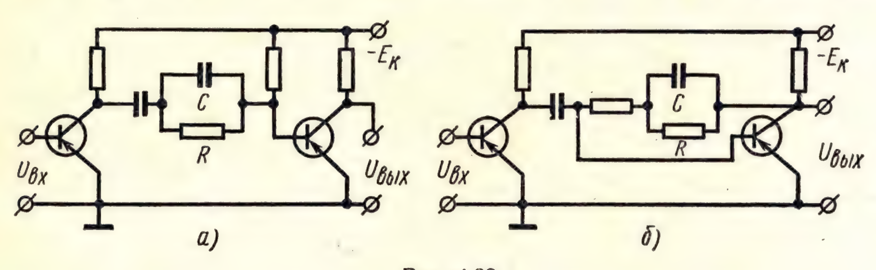


Рис. 4.38

обратной связи и соответственно увеличивается коэффициент усиления (низкочастотная коррекция).

В качестве выходного каскада широкополосных усилителей часто применяют катодные (эмиттерные) повторители, что позволяет согласовать усилитель с низкоомной нагрузкой, например с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 50 или 75 Ом.

Усиление импульсных сигналов отличается от усиления непрерывных сигналов, даже обладающих широкой полосой частот. Длительность импульсных сигналов может быть очень мала, доходя до сотых долей микросекунды и даже до единиц наносекунд. При этом период повторения импульсов превышает их длительность в сотни и даже тысячи раз. Форма импульсов в большинстве случаев прямоугольная и желательно, чтобы при усилении она минимально искажалась. К обычным искажениям прямоугольного импульса относятся растягивание его фронта ($t_ф$) и спада ($t_с$), а также спад плоской вершины ($\Delta U_с$), как это было изображено на рис. 4.6.

Причинами этих искажений являются переходные процессы в цепях усилителя при воздействии на них усиливаемого импульса. Время переходных процессов (время установления) зависит от соотношения реактивных и активных элементов схемы. Поскольку от этих же параметров зависит частотная характеристика усилителя, можно считать, что характер и время переходных процессов определяются частотной характеристикой усилителя. Как указывалось в § 4.1, для оценки таких искажений удобно использовать переходную характеристику усилителя. При включении на вход усилителя прямоугольного импульса бесконечной длительности с амплитудой $U_и$ (так называемая функция включения) напряжение на выходе будет функцией времени, зависящей от переходных процессов в цепях усилителя $u_{вых}(t)$. Отношение этой функции к напряжению $U_и$ называют *переходным* или *устанавливающимся коэффициентом усиления*:

$$K(t) = \frac{u_{вых}(t)}{U_и}. \tag{4.63}$$

Исследование переходных процессов в общем виде требует применения сложного математического аппарата, но переходный коэффициент усиления обычно можно найти, если известно уравнение частотной характеристики усилителя. Для большинства используемых на практике усилительных схем имеются готовые расчетные формулы, приводимые в соответствующих справочниках.

Импульсные усилители, как и рассмотренные раньше широкополосные, строят по резисторной схеме. Без частотной коррекции можно усиливать импульсы, длительность которых составляет единицы микросекунд и больше. При переходных процессах поведение усилителя в начале процесса определяется его частотной характеристикой в области верхних частот, а в конце переходного процесса — частотной характеристикой в области нижних частот. Это объясняется тем, что в начале процесса переходную емкость $C_с$ (см. рис. 4.19,*б*) можно рассматривать как короткое замыкание. Следовательно, напряжение на выходе будет определяться зарядом емкости C_0 через сопротивление

R_i (с учетом R_a). После заряда емкости C_0 начнет заряжаться емкость C_c через те же сопротивления и R_c. По мере заряда емкости C_c напряжение на выходе будет уменьшаться, что приводит к спаду вершины импульса. Поскольку постоянная времени заряда емкости C_c во много раз превышает постоянную времени заряда емкости C_0, можно рассматривать эти процессы независимо друг от друга.

При усилении импульсов малой длительности (порядка долей микросекунды) необходимо применять высокочастотную коррекцию. При этом можно получить допустимое растягивание фронта импульса и либо полностью избавиться от выбросов фронта или свести их к требуемой величине.

Для усиления импульсов большой длительности применяют низкочастотную коррекцию с помощью анодного фильтра. При этом заряд емкости фильтра к концу действия импульса повышает напряжение на выходе и компенсирует спад вершины.

В импульсных усилителях для коррекции используют также схемы с отрицательной обратной связью, что позволяет увеличить коэффициент усиления каскада при сохранении заданной длительности и фронта усиливаемого импульса.

§ 4.3. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратной связью в усилителе называют воздействие его выходной цепи на входную или последующих каскадов на предыдущие подачей части энергии усиленных колебаний. Цепь (или петля) обратной связи может охватывать один или несколько каскадов усилителя (рис. 4.39). Может применяться также охват отдельными цепями обратной связи нескольких каскадов и индивидуальные (местные) цепи связи (рис. 4.40).

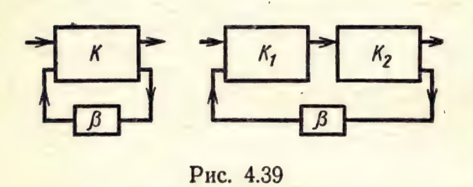


Рис. 4.39

Обратная связь существенно влияет на ряд технических показателей (параметров) усилителя и при необходимости специально вводится в схему. Кроме того, в усилителях имеет место и так называемая паразитная обратная связь, когда выходные цепи влияют на входные за счет емкостных, индуктивных и гальванических паразитных связей.

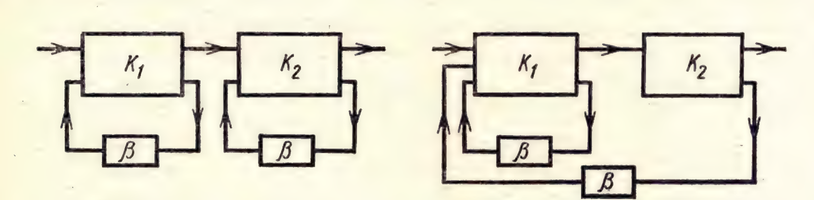


Рис. 4.40

Количественно обратная связь оценивается *коэффициентом передачи цепи обратной связи* β, показывающим, какая часть выходного напряжения поступает на вход:

$$\dot{\beta} = \dot{U}_{\beta} \Big/ \dot{U}_{\text{вых}}. \tag{4.64}$$

Свойства усилителя с обратной связью в первую очередь зависят от соотношения фаз напряжения, поступающего по цепи обратной связи, и входного напряжения. Если напряжение на входе усилителя возрастает (в предельном случае фазы совпадают), обратную связь называют *положительной*. Если напряжение на входе уменьшается (в предельном случае напряжения на входе находятся в противофазе), обратную связь называют *отрицательной*.

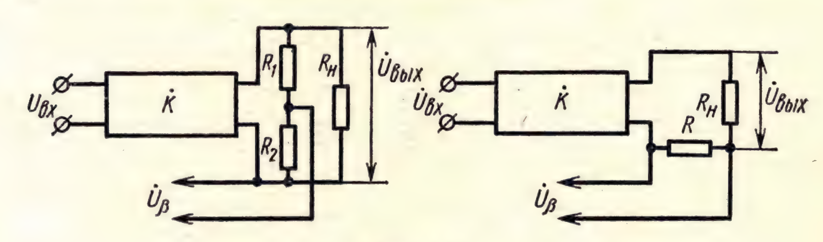


Рис. 4.41

В усилителях в основном применяют отрицательную обратную связь, позволяющую повысить стабильность работы усилителя, уменьшить искажения, вносимые усилителем, и уровень собственных шумов.

Положительную обратную связь применяют главным образом в схемах автогенераторов.

В зависимости от *способа получения напряжения обратной связи* с выхода усилителя или каскада различают *связь по напряжению*, когда напряжение обратной связи U_β пропорционально напряжению на выходе, и *связь по току*, когда напряжение U_β пропорционально току в выходной цепи (рис. 4.41). Встречаются и смешанные связи, являющиеся комбинацией связи по напряжению и по току.

По *методу подачи напряжения обратной связи* на вход усилителя схемы могут быть *последовательными* и *параллельными* (рис. 4.42).

В усилителях чаще всего применяют последовательную связь по напряжению, но встречаются также схемы последовательной связи по току и параллельной связи по напряжению.

Рассмотрим влияние обратной связи на параметры усилителя. При наличии последовательной обратной связи напряжение на выходе изменится за счет усиленного напряжения обратной связи, поступившего на вход,

$$\dot{U}'_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вых}} + \dot{K}\,\dot{\beta}\,\dot{U}'_{\text{вых}}, \tag{4.65}$$

где $\dot{U}_{\text{вых}}$ — напряжение на выходе при отсутствии обратной связи; $\dot{K}$ — коэффициент усиления; $\dot{\beta}$ — коэффициент обратной связи (4.64).

Величину $K\beta$ называют *фактором обратной связи.*

Если разделить обе части выражения (4.65) на значение входного напряжения $\dot{U}_{вх}$, получим

$$\frac{\dot{U}'_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} + \dot{K}\,\dot{\beta}\,\frac{\dot{U}'_{вых}}{\dot{U}_{вх}} \qquad (4.66)$$

или

$$\dot{K}' = \dot{K} + \dot{K}\,\dot{\beta}\,\dot{K}', \qquad (4.67)$$

откуда

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\,\dot{\beta}}, \qquad (4.68)$$

где $\dot{K}'$ — коэффициент усиления при наличии обратной связи; $\dot{K}$ — коэффициент усиления без обратной связи.

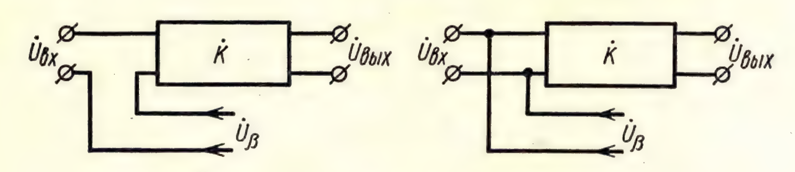


Рис. 4.42

Изменение коэффициента усиления происходит пропорционально величине $A = 1 - \dot{K}\dot{\beta}$, которую называют *глубиной обратной связи.*

Следовательно, при положительной обратной связи коэффициент усиления возрастает, а при отрицательной — уменьшается. Поэтому улучшение работы усилителя при введении отрицательной обратной связи окупается уменьшением коэффициента усиления, что может привести к дополнительному усложнению схемы (применение большего числа каскадов).

Полученное выражение позволяет оценить влияние отрицательной обратной связи на стабильность коэффициента усиления. Поскольку изменение коэффициента усиления $\dot{K}$ на какую-то величину приводит к одновременному изменению и числителя и знаменателя в выражении (4.68), коэффициент $\dot{K}'$ изменится в меньшей степени, чем $\dot{K}$. Например, при $K = 100$, $\beta = 0{,}1$ (предполагаем K и β действительными величинами) изменение коэффициента усиления K на 10% приводит к изменению K' меньше чем на 1%.

Такое влияние отрицательной обратной связи можно пояснить и из чисто физических соображений. Действительно, изменение коэффициента усиления вызывает соответствующее по величине изменение

напряжения обратной связи U_β, которое в свою очередь вызовет противоположное по характеру изменение входного напряжения, а следовательно, и коэффициента усиления. *Отрицательная обратная связь всегда уменьшает возникающие изменения коэффициента усиления.*

Одновременно отрицательная обратная связь уменьшает на выходе напряжения высших гармоник, возникающих в усилителе. Напряжение полезного сигнала на выходе может быть доведено до нужного уровня увеличением напряжения на входе. В результате улучшается соотношение между сигналом и помехами и уменьшаются нелинейные искажения.

Поскольку введение обратной связи изменяет модуль и фазу коэффициента усиления (см. 4.68), она должна влиять на частотные и фазовые характеристики усилителя. В принципе можно получать разнообразные частотные характеристики усилителя, подбирая требуемую частотную характеристику цепи обратной связи. На практике обычно частотная характеристика в рабочем диапазоне частот достаточно прямолинейна и отрицательная обратная связь способствует уменьшению частотных искажений. В многокаскадных усилителях удается на крайних частотах диапазона компенсировать завалы частотной характеристики, которые неизбежны в усилителях без обратной связи (см. § 4.1).

Входное сопротивление усилителя или отдельного каскада оказывает определенное влияние на его работу. В частности, зависимость входного сопротивления от частоты является основным источником частотных искажений. Введение обратной связи может привести к существенному изменению входного сопротивления, характер которого зависит от метода подачи напряжения обратной связи. При последовательной обратной связи входное сопротивление усилительного элемента и сопротивления цепи обратной связи оказываются включенными последовательно и общее входное сопротивление усилителя увеличивается почти пропорционально глубине обратной связи A. Такое увеличение входного сопротивления очень существенно для усилителей на транзисторах, так как малое входное сопротивление шунтирует выходную нагрузку предыдущего каскада и уменьшает его коэффициент усиления. При параллельной обратной связи входное сопротивление уменьшается.

Выходное сопротивление усилителя или отдельного каскада зависит от способа получения напряжения обратной связи. При обратной связи по напряжению выходное сопротивление уменьшается, а при обратной связи по току — увеличивается.

Следует остановиться на одной характерной особенности применения отрицательной обратной связи в усилителях. При расчете цепи отрицательной обратной связи можно получить требуемый сдвиг фаз напряжений на входе, строго говоря, только на одной частоте. В области средних частот, где фазовые сдвиги обычно невелики, угол сдвига на входе меняется мало, но на краях частотного диапазона и особенно за его пределами усилитель и цепь обратной связи вносят большие сдвиги фаз. В результате на этих частотах отрицательная обратная связь может стать положительной, что приводит к самовозбуждению усилителя (процессы самовозбуждения в таких схемах будут подробно

рассмотрены в § 5.1). В усилителях возникновение самовозбуждения не только нежелательно, но полностью исключает возможность их использования по прямому назначению — для усиления сигналов, поступающих на вход. Вероятность самовозбуждения усилителя увеличивается с увеличением числа каскадов, охваченных обратной связью, и тем больше, чем больше фактор обратной связи $|\dot{K}\beta|$.

В соответствии с (4.68) коэффициент усиления при положительной обратной связи выражается формулой

$$K' = \frac{K}{1 - K\beta}. \tag{4.69}$$

Очевидно, что при $K\beta = 1$ коэффициент усиления стремится к бесконечности, т. е. напряжение на выходе усилителя должно существовать и при отсутствии входного напряжения за счет самовозбуждения. Рост коэффициента усиления ограничивается только насыщением усилительного элемента.

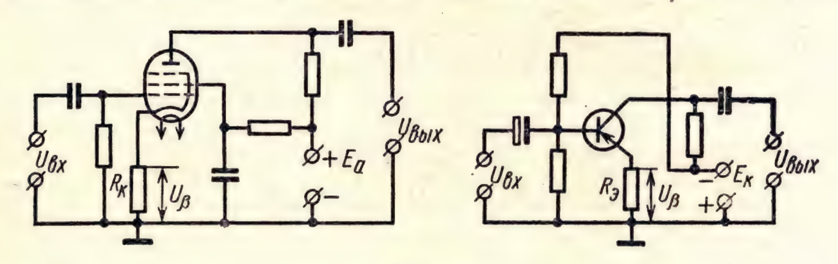


Рис. 4.43

Основными причинами самовозбуждения в схемах усилителей являются:

1) магнитные связи между отдельными узлами схемы;

2) связи между отдельными деталями схемы или между отдельными участками монтажа за счет паразитных емкостей;

3) цепи отрицательной обратной связи между отдельными каскадами усилителя;

4) связь за счет общих источников питания нескольких каскадов.

Устраняют паразитные обратные связи, являющиеся источником самовозбуждения, помещая трансформаторы в железные или пермаллоевые экраны, используя рациональный монтаж, применяя экранированные провода, включая развязывающие фильтры в цепи питания и т. д.

Рассмотрим некоторые *схемы усилительных каскадов и усилителей с обратными связями.*

Последовательная обратная связь по току в каскадах, изображенных на рис. 4.43, обеспечивается при исключении из схемы конденсаторов, шунтирующих резисторы $R_к(R_э)$. Напряжение переменной составляющей, создающееся теперь на резисторах $R_к(R_э)$, является напряжением обратной связи U_β. Оно поступает на вход в противофазе

с напряжением входного сигнала, следовательно, обратная связь отрицательная. По отношению к входу каскада напряжение обратной связи и входное напряжение включены последовательно, а так как напряжение обратной связи пропорционально величине тока в выходной цепи, то в данном случае имеет место последовательная отрицательная обратная связь по току.

Можно указать *практическое правило* для быстрого определения способа получения и метода подачи на вход усилителя напряжения

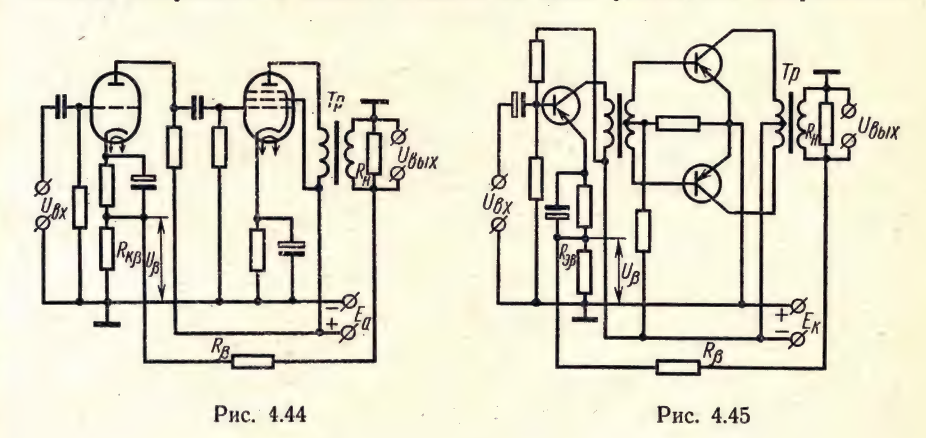


Рис. 4.44 Рис. 4.45

обратной связи. Если при мысленном замыкании накоротко нагрузки усилителя напряжение обратной связи возрастает, то обратная связь по току, если уменьшается до нуля — по напряжению. Если при мысленном обрыве цепи источника входного сигнала напряжение обратной связи увеличивается, имеет место параллельная обратная связь, если стремится к нулю — последовательная.

Последовательная обратная связь по напряжению может охватывать один или несколько каскадов. В качестве примера на рис. 4.44 и 4.45 приведены схемы усилителей, где таким видом обратной связи охвачены два каскада. Цепь обратной связи состоит из вторичной обмотки трансформатора *Тр* и резисторов $R_{кβ}(R_{эβ})$. Напряжение, снимаемое с вторичной обмотки трансформатора, вызывает в цепи обратной связи ток, который создает на сопротивлении резистора $R_{кβ}(R_{эβ})$ падение напряжения обратной связи $U_β$, находящееся в противофазе с входным напряжением. При замыкании накоротко резистора $R_н$ напряжение падает до нуля, что подтверждает наличие обратной связи по напряжению.

Параллельная обратная связь по напряжению часто применяется в усилителях на транзисторах (рис. 4.46). Переменная составляющая выходного тока усилителя создает ток в цепи обратной связи R_1, R_2. Падение напряжения на R_2 является напряжением обратной связи, включенным параллельно входному напряжению в противофазе с ним. Следовательно, здесь имеет место параллельная отрицательная обратная связь. Нетрудно заметить, что при коротком замыкании ре-

зистора $R_к$ напряжение обратной связи будет равно нулю, что характеризует обратную связь по напряжению.

Рассмотренные каскады имеют нагрузку, включенную в цепь анода (коллектора), что позволяет получить эффект усиления полезного сигнала. На практике также широко применяют каскады с нагрузкой, включенной в цепь катода (эмиттера), которые носят название *катодных* (*эмиттерных*) *повторителей*. В таких каскадах выходное напряжение снимается с резистора, включенного в катодную (эмиттерную) цепь, и оказывается полностью приложенным к участку сетка — катод (база — эмиттер) в противофазе с напряжением входного сигнала. Следовательно, в схеме имеет место отрицательная обратная связь с коэффициентом, равным единице. Нетрудно убедиться, что это последовательная обратная связь по напряжению.

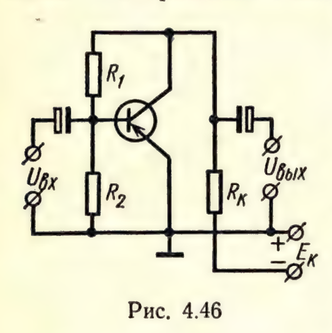


Рис. 4.46

В соответствии с (4.68) здесь

$$K' = \frac{K}{1 - \beta K} = \frac{K}{1 + K}, \qquad (4.70)$$

т. е. коэффициент усиления по напряжению катодного (эмиттерного) повторителя всегда будет меньше единицы.

Для схемы с катодной нагрузкой

$$\mu_\beta = \frac{\mu}{1 + \mu} \approx 1 \qquad (4.71)$$

и

$$R_{i\beta} = \frac{R_i}{1 + \mu} \approx \frac{R_i}{\mu} = \frac{1}{S}, \qquad (4.72)$$

где μ_β и $R_{i\beta}$ — коэффициент усиления и внутреннее сопротивление лампы по цепи обратной связи.

Тогда, подставив (4.70) и (4.71) в выражение для коэффициента усиления (4.33), получим для катодного повторителя

$$K_u \approx \frac{SR_к}{1 + SR_к}. \qquad (4.73)$$

Коэффициенты усиления по току и по мощности будут соответственно равны

$$K_i = K_u \frac{R_{вх}}{R_к} \qquad (4.74)$$

и

$$K_p = K_u^2 \frac{R_{вх}}{R_к}, \qquad (4.75)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление катодного повторителя; $R_к$ — сопротивление в цепи катода.

Поскольку катодный повторитель обладает высоким входным сопротивлением ($R_{вх} \gg R_к$), он обеспечивает значительное усиление по току и по мощности.

Для эмиттерного повторителя (схема с общим коллектором) коэффициент усиления по току в соответствии с (4.30)

$$K_i = 1 + B, \qquad (4.76)$$

т. е. также может быть весьма значительным.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя (4.31)

$$R_{вх} \approx R_э (B + 1) \qquad (4.77)$$

(сопротивление резистора $R_э$ обычно составляет единицы килоом).

С другой стороны, выходное сопротивление катодного (эмиттерного) повторителя сравнительно мало, что позволяет легко согласовать такой каскад без выходного трансформатора с сопротивлением внешней нагрузки. Это обстоятельство обусловило широкое применение катодных (эмиттерных) повторителей в качестве согласующих каскадов.

Частотные и фазовые искажения, создаваемые катодным (эмиттерным) повторителем, мало отличаются от рассмотренных ранее искажений усилительных каскадов с анодной (коллекторной) нагрузкой (см. § 4.1).

Нелинейные искажения благодаря глубокой отрицательной обратной связи в этом случае значительно меньше, чем в обычных каскадах.

§ 4.4. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Параметрическими усилителями называют радиотехнические устройства, содержащие реактивные элементы, параметры которых периодически изменяются под воздействием местного источника высокочастотной энергии. Как и в других типах усилителей, усиление полезного сигнала здесь происходит за счет энергии источника питания. Отличие параметрических усилителей заключается в том, что переход энергии источника питания в полезный сигнал осуществляется с помощью местного генератора, который принято называть генератором накачки. Энергия генератора переходит в полезный сигнал при воздействии на сигнал периодически изменяющихся реактивностей (емкостей или индуктивностей).

Поскольку такие реактивные элементы не вносят в схему дополнительный шум, параметрические усилители имеют самую низкую шумовую температуру из всех усилителей, работающих без дополнительного охлаждения. Последнее обстоятельство обусловило широкое применение параметрических усилителей в областях, требующих высокой чувствительности приемных устройств (радиолокация, радиоастрономия, сверхдальняя космическая связь).

В соответствии с различиями в механизме усиления они делятся на регенеративные и нерегенеративные, а по числу используемых контуров — на одноконтурные и двухконтурные.

Для лучшего понимания процессов, происходящих в параметрических усилителях, целесообразно рассмотреть физические явления, происходящие в простейшем конденсаторе переменной емкости, образованном двумя пластинами и изолированном от внешних цепей. Напомним, что емкость такого конденсатора определяется диэлектрической проницаемостью среды между пластинами и геометрическими размерами пластин:

$$C = \frac{\varepsilon S}{l}, \tag{4.78}$$

где ε — диэлектрическая проницаемость; S — площадь пластины; l — расстояние между пластинами.

Изменяя расстояние между пластинами, можно изменять емкость конденсатора.

Если конденсатор заряжен до напряжения U, его заряд q составляет

$$q = CU, \tag{4.79}$$

а потенциальная энергия электрического поля будет равна

$$W = \frac{q^2}{2C} = \frac{q}{2\varepsilon S} l. \tag{4.80}$$

При изменении емкости конденсатора потенциальная энергия поля будет изменяться в обратно пропорциональной зависимости. Для увеличения энергии поля нужно уменьшить емкость конденсатора, увеличив расстояние l между пластинами.

Естественно, что закон сохранения энергии не нарушается и в данном случае. Дело заключается в том, что для раздвижения пластин нужно преодолеть механическую силу притяжения разноименных зарядов на пластинах, что потребует затраты механической энергии. Сближение пластин может происходить самостоятельно и при этом электрическая энергия поля будет переходить в механическую энергию перемещения пластин.

Аналогичные явления происходят и в *параметрическом колебательном контуре*, состоящем из конденсатора переменной емкости, индуктивности и сопротивления потерь. Если в контуре имеют место электрические колебания, на конденсаторе образуется переменное напряжение, определяющее потенциальную энергию электрического поля контура. При уменьшении емкости конденсатора в те моменты, когда напряжение на нем достигает амплитудного значения, в контур вносится максимальная энергия.

Увеличение емкости конденсатора должно осуществляться в те моменты, когда напряжение на конденсаторе проходит через нуль. Поскольку в эти моменты энергия электрического поля контура равна нулю (см. § 2.1), ее уменьшения не происходит.

Этот процесс возможен при определенной синхронизации изменения емкости конденсатора и колебаний в контуре. Емкость должна быстро уменьшаться при максимальном напряжении на конденсаторе,

а через четверть периода, когда напряжение на конденсаторе равно нулю, — быстро увеличиваться до начальной величины. При выполнении этих условий в контур будет вноситься определенная энергия. Последнее проявляется в увеличении напряжения на обкладках конденсатора на величину

$$\Delta U = U \frac{\Delta l}{l}. \tag{4.81}$$

Частота изменения емкости (частота накачки) в этом контуре должна быть в два раза выше частоты колебаний в контуре. Поэтому энергия в контур вносится дважды за каждый период колебаний и составляет величину

$$W_{вн} = 2W \frac{\Delta l}{l}. \tag{4.82}$$

Если учесть, что $\Delta l/l << 1$, можно записать

$$W_{вн} = 4nW, \tag{4.83}$$

где

$$n = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{max} + C_{min}} = \frac{\Delta C}{2C_0} = \frac{l_{max} - l_{min}}{l_{max} + l_{min}} = \frac{\Delta l}{2l_0}. \tag{4.84}$$

Последнюю величину называют *глубиной модуляции емкости*.

Очевидно, что за период колебаний происходит и потеря части энергии

$$W_п = \frac{\pi R I^2_{max}}{\omega} = \pi\omega R q^2_{max}, \tag{4.85}$$

где I_{max} и q_{max} — максимальные значения тока и заряда в контуре.

Поэтому полное изменение энергии в контуре за период в соответствии с (4.80), (4.83) и (4.85) составит

$$\Delta W = W_п - W_{вн} = \pi\omega q^2_{max}\left(R - \frac{2n}{\pi\omega C_0}\right). \tag{4.86}$$

Если вносимая энергия полностью компенсирует потери в контуре, в нем могут возникнуть незатухающие колебания. При частичной компенсации потерь имеет место параметрическая регенерация — уменьшение затухания в контуре.

Устройства, использующие это явление, называют параметрическими регенеративными усилителями. Регенерация, происходящая в колебательном контуре, может быть условно представлена отрицательным сопротивлением, включенным в контур:

$$R_{вн} = \frac{2n}{\pi\omega C_0}. \tag{4.87}$$

Аналогичные процессы происходят и при использовании переменной индуктивности.

При выводе предыдущих выражений считалось, что изменение емкости происходит мгновенно. В реальных условиях емкость будет изменяться по определенному закону.

Можно показать, что в этом случае в контур вносится меньшая энергия. При синусоидальном изменении емкости и наиболее удачном соотношении фаз максимальное отрицательное сопротивление, вносимое в контур, оказывается в $4/\pi$ раз меньше, чем при мгновенном изменении емкости.

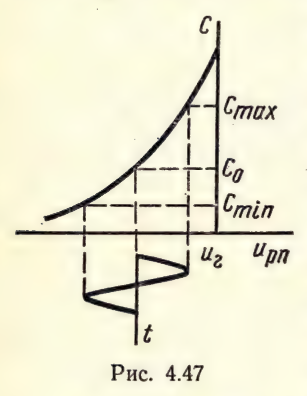


Рис. 4.47

Естественно, что управление емкостью конденсатора с нужной частотой может осуществляться только электрическим путем.

В качестве реактивных элементов обычно используют управляемые емкости *p-n*-перехода полупроводникового диода. Реже в схемах параметрических усилителей применяют управляемые индуктивности с использованием ферритов, так как в этом случае необходимо постоянное магнитное поле и достаточно мощный генератор накачки.

Полупроводниковый параметрический диод представляет собой керамический или кварцевый патрон с двумя выводами, между которыми включен полупроводниковый *p-n*-переход (полупроводниковая пластина). Емкость *p-n*-перехода зависит от величины приложенного к нему отрицательного (запирающего) напряжения (рис. 4.47). В широком диапазоне частот (вплоть до 10—15 ГГц) зависимость емкости от приложенного напряжения выражается формулой

$$C = \frac{C_0}{(1 + Bu_{pn})^{\alpha}}, \qquad (4.88)$$

где C_0 — емкость диода при напряжении u_{pn}, равном нулю (для разных типов диодов C_0 колеблется в пределах десятых — единиц пикофарад); u_{pn} — напряжение, приложенное к переходу; B — постоянная величина, обратная контактной разности потенциалов (обычно $B = 2 \div 3$); α — коэффициент, равный 1/2 для точечных диодов и 1/3 — для плоскостных.

Рассмотрим работу одноконтурного параметрического усилителя по упрощенной схеме рис. 4.48. Источник тока усиливаемого сигнала гармонических колебаний $i_1 = I_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$ подключен параллельно колебательному контуру L_1C_1, настроенному на частоту источника ω_1. Эквивалентная проводимость g_1 включает проводимости источника сигнала, контура и нагрузки. Начальная емкость C_0 диода устанавливается с помощью напряжения смещения E, источник которого заблокирован конденсатором $C_{бл}$. Изменение емкости диода осуществляется с помощью генератора накачки $i_2 = I_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$, подключенного параллельно колебательному контуру L_2C_2, настроенному на частоту накачки ω_2. Эквивалентная проводимость g_2 включает проводимости источника накачки и колебательного контура.

Емкость параметрического диода при воздействии генератора накачки с учетом 4.84 и 4.88 выражается формулой

$$C_д \approx C\,[1 + n\cos(\omega_2 t + \varphi_2)]. \qquad (4.89)$$

Поскольку общая эквивалентная емкость контура, настроенного на частоту сигнала ω_1, включает емкость C_1 и емкость C_2, она может быть выражена так:

$$C_{1э} = C_1 + C\,[1 + n\cos(\omega_2 t + \varphi_2)] = C'\,[1 + n'\cos(\omega_2 t + \varphi_2)]. \qquad (4.90)$$

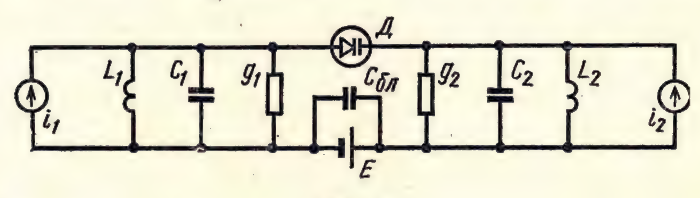


Рис. 4.48

Эффективная глубина модуляции емкости при этом снижается, так как

$$n' = \frac{nC}{C_1 + C} < n. \qquad (4.91)$$

Поэтому в реальных схемах параметрических усилителей не ставят конденсаторы C_1 и принимают специальные меры для уменьшения паразитных емкостей, шунтирующих параметрический диод.

Точный математический анализ процессов в схеме параметрического усилителя требует решения дифференциального уравнения цепи, которое можно составить на основании законов Кирхгофа. На практике используют приближенные методы анализа, рассматривая спектральный состав тока, протекающего через параметрический диод.

При выборе частоты накачки $\omega_2 = 2\omega_1$ в составе тока диода будет присутствовать составляющая с частотой усиливаемого сигнала ω_1, что создает эффект усиления. Величина тока сигнала, воздействующего на колебательный контур, зависит от глубины модуляции емкости n' и разности фаз между напряжениями сигнала и накачки.

Влияние фазы колебания накачки на усиление можно существенно ослабить, если использовать гармонику тока в параметрическом диоде. Для этой цели последовательно с основным контуром, настроенным на частоту сигнала, включается второй контур L_3C_3, шунтированный проводимостью g_3 (рис. 4.49).

Режим работы такого усилителя, который носит название двухконтурного, зависит от выбора частоты настройки ω_3 второго контура. Часто используют режим с $\omega_3 = \omega_2 - \omega_1$. При этом появляется ток разностной частоты ω_3 с фазой $\varphi_3 = \varphi_2 - \varphi_1$. Протекая через второй контур, этот ток создает на нем падение напряжения, дополнительно воздействующее на параметрический диод. Возникает вторичное параметрическое преобразование энергии колебаний генератора накачки

в энергию усиливаемого сигнала. Можно показать, что в схеме двухконтурного усилителя усиление сигнала не зависит от фазы колебания накачки, но зависит от параметров и настройки второго контура.

Параметрическое усиление возможно и при выборе $\omega_3 \approx \omega_1$. Тогда для выделения дополнительной гармоники можно использовать тот же

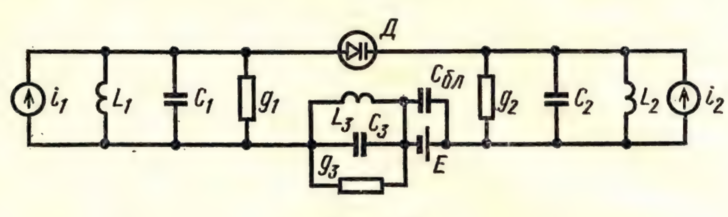


Рис. 4.49

контур, что и для усиливаемого сигнала. В этом случае схема двухконтурного параметрического усилителя преобразуется в схему одноконтурного регенеративного параметрического усилителя, аналогично приведенной на рис. 4.48. В общем случае в контуре будут существовать колебания двух частот ω_1 и ω_3, но при их равенстве будет только одно колебание, являющееся суммой колебаний дополнительной частоты и частоты сигнала. Такой режим называют *синхронным*. В регенеративных усилителях трудно обеспечить оптимальную фазу колебания накачки в синхронном режиме, а нестабильность частот сигнала и накачки приводят к возникновению биений и пульсаций амплитуды результирующего колебания. Однако в связи с простотой схемы такие усилители находят применение на дециметровых и сантиметровых волнах.

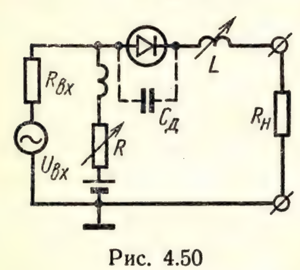


Рис. 4.50

Теоретически коэффициент усиления параметрических усилителей может быть сделан сколь угодно большим. Однако с увеличением усиления растет и его нестабильность, что приводит к возникновению генерации. На практике коэффициент усиления не превышает 10 — 20 дБ.

В диапазоне сверхвысоких частот в настоящее время применяют также *усилители на туннельных диодах*. В качестве активных элементов туннельные диоды обладают рядом преимуществ: малым потреблением энергии, безынерционностью, большим сроком службы и широким диапазоном рабочих температур.

Работа таких усилителей основана на использовании «падающего» участка вольт-амперной характеристики туннельного диода, где увеличение напряжения приводит к уменьшению тока. Условно на этом участке туннельный диод может рассматриваться как «отрицательное сопротивление», управляющее поступлением энергии от источника питания в нагрузку. Одна из возможных схем резонансного усилителя на туннельном диоде приведена на рис. 4.50. Колебательный контур

состоит из емкости диода $C_д$ и настраиваемой индуктивности L. Переменный резистор R позволяет подобрать напряжение на диоде, необходимое для выхода на падающий участок характеристики. Благодаря действию «отрицательного сопротивления» диода в нагрузку вносится дополнительная мощность. Эффект усиления количественно оценивается так называемым *коэффициентом вносимого усиления по мощности* $K_{pвн}$, который равен отношению мощностей на нагрузке при включенном и выключенном (закороченном) туннельном диоде.

Усилители на туннельных диодах обладают низким уровнем собственных шумов при малых габаритных размерах, массе и ничтожной потребляемой мощности и в отличие от параметрических усилителей не требуют специальной высокочастотной накачки.

§ 4.5. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Усилители мощности являются оконечными каскадами усилительного устройства. Они должны обеспечивать заданную мощность в нагрузке при высоком, по возможности, к. п. д. и при нелинейных искажениях не более допустимых. Поэтому основными параметрами, которые характеризуют работу усилителя мощности, являются выходная мощность, коэффициент полезного действия и коэффициент нелинейных искажений. В силу этого задача получения заданной мощности в нагрузке при высоком к. п. д. и малом коэффициенте нелинейных искажений решается согласованием внутреннего сопротивления активного элемента с сопротивлением нагрузки. Поэтому в усилителях мощности целесообразно использовать трансформаторную схему с понижающим трансформатором ($n < 1$). Тогда сопротивление внешней нагрузки при пересчете в первичную обмотку как бы увеличивается

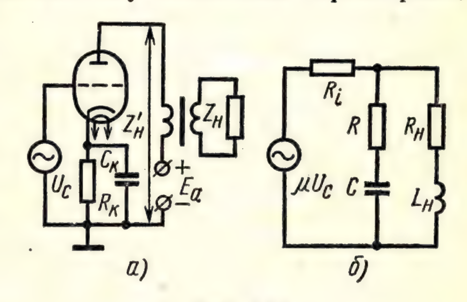


Рис. 4.51

$$Z'_н = Z_н/n^2, \tag{4.92}$$

что позволяет подобрать оптимальное сопротивление анодной нагрузки. Упрощенная схема такого каскада приведена на рис. 4.51, *а*.

Изменяя величину n, легко получить оптимальное соотношение между внутренним сопротивлением активного элемента и сопротивлением нагрузки.

В усилителе, построенном по трансформаторной схеме, коэффициент усиления изменяется с частотой, так как в эквивалентную схему усилителя входят индуктивности. Поскольку в различных частях тре-

буемой полосы частот не все реактивные элементы схемы одинаково влияют на частотную характеристику, целесообразно разбить рабочий диапазон частот на три области: нижние (от $f_н$ до $3 \div 4\ f_н$), средние (от $3 \div 4\ f_н$ до $f_в/3 \div 4$) и верхние (от $f_в/3 \div 4$ до $f_в$) частоты. В этом случае можно пренебрегать отдельными реактивными сопротивлениями при рассмотрении каждой из областей частот.

В области нижних частот индуктивности рассеяния не играют существенной роли, так как их величины оказываются много меньше, чем величины других сопротивлений, включенных с ними последовательно. Основное влияние здесь будет оказывать индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора, включенное параллельно нагрузке. С увеличением частоты усиление будет возрастать, причем влияние индуктивности на усиление будет слабее при большей ее величине.

На средних частотах из эквивалентной схемы можно исключить индуктивности и считать коэффициент усиления постоянным.

На верхних частотах существенным становится индуктивное сопротивление рассеяния первичной и вторичной обмоток, включенное последовательно с нагрузкой. С ростом частоты увеличивается падение напряжения на этом сопротивлении и, следовательно, уменьшается коэффициент усиления.

Таким образом, типовая частотная характеристика усилителя мощности оказывается подобна приведенной на рис. 4.4.

При составлении эквивалентной схемы обычно пренебрегают влиянием индуктивности рассеяния и межвитковой емкостью, учитывая только активные составляющие и индуктивность, пересчитанную в первичную цепь трансформатора (рис. 4.51,*б*). Для получения более равномерной частотной характеристики параллельно обмотке трансформатора можно включать корректирующую цепочку RC. С ростом частоты цепочка компенсирует увеличение сопротивления индуктивности уменьшением сопротивления емкости. Для того чтобы сопротивление анодной нагрузки не зависело от частоты, параметры корректирующей цепочки должны удовлетворять следующим условиям

$$R = r_а = \sqrt{L_а/C} \quad \text{и} \quad C = L_а/R^2 = L_а/r_а^2. \tag{4.93}$$

На практике для уменьшения потерь в сопротивлении R его величину берут несколько большей ($R \approx 1{,}5 \div 2\ r_а$).

Полезная мощность каскада с учетом (4.21) может быть представлена так:

$$P_1 = \frac{I_{1а}^2 r_а}{2} = \frac{\mu^2 U_{1c}^2 r_а}{2\,(r_а + R_i)^2}. \tag{4.94}$$

Если преобразовать полученное выражение, разделив числитель и знаменатель на R_i^2 и использовать понятие коэффициента нагрузки $\alpha = r_а/R_i$, можно записать

$$P_1 = \mu S \frac{U_{1c}^2 \alpha}{2\,(1 + \alpha)^2}. \tag{4.95}$$

Следовательно, полученная мощность каскада зависит не только от амплитуды входного сигнала и параметров лампы, но и от коэффициента нагрузки α. Расчеты показывают, что при увеличении коэффициента нагрузки динамическая анодно-сеточная характеристика лампы становится более пологой, что позволяет увеличить амплитуду входного напряжения без увеличения нелинейных искажений. В триодных усилителях, работающих в режиме класса А, коэффициент нагрузки обычно бывает $\alpha \approx 3 \div 4$. Часть мощности P_1 теряется в активных сопротивлениях r_1 и r_2 обмоток трансформатора, и коэффициент полезного действия трансформатора составляет

$$\eta_{\text{тр}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_1} = \frac{\frac{1}{2} I_{1a}^2 R'_{\text{н}}}{\frac{1}{2} I_{1a}^2 (r_1 + r_2 + R'_{\text{н}})} = \frac{R'_{\text{н}}}{r_1 + r_2 + R'_{\text{н}}}. \qquad (4.96)$$

Поэтому при расчете коэффициента трансформации исходят из соотношения

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{r_a \eta_{\text{тр}}}}. \qquad (4.97)$$

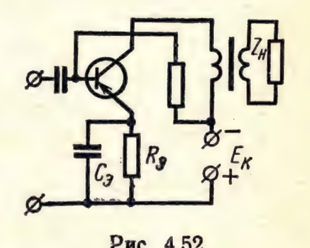


Рис. 4.52

Аналогичная схема на транзисторе иллюстрируется рис. 4.52. В транзисторных усилителях мощности находят применение кроме наиболее распространенной схемы с общим эмиттером и обе другие схемы. Хотя схема с общим эмиттером обеспечивает наибольшее усиление по мощности, но в ней велики нелинейные искажения и она критична к изменению температуры. Схемы с общей базой и общим коллектором позволяют существенно уменьшить эти недостатки, но требуют значительно большей мощности на входе (см. § 4.1).

Транзисторные усилители мощности значительно экономичнее ламповых, так как электрический к. п. д. у них примерно вдвое больше. Учитывая, что в этих усилителях рассеивается сравнительно большая мощность, транзисторы приходится охлаждать с помощью специальных воздушных радиаторов. Для расчета охлаждающей поверхности таких радиаторов имеются эмпирические формулы.

На практике большое распространение, особенно в выходных каскадах, нашли *двухтактные* (*симметричные*) *схемы* усилителей мощности, позволяющие получать большое к. п. д. при незначительных нелинейных искажениях. Двухтактная схема состоит из двух одинаковых (ламповых или транзисторных) однотактных усилителей мощности (плеч), включенных симметрично относительно источников питания (рис. 4.53). Входные напряжения в плечах должны иметь равные амплитуды и противоположные фазы. Например, для ламповой схемы при усилении синусоидального колебания с частотой ω:

$$u_{1c} = U_{c0} + U_{1c} \sin \omega t \quad \text{и}$$
$$u_{2c} = U_{c0} + U_{1c} \sin (\omega t + \pi). \qquad (4.98)$$

Соответственно, анодные токи идентичных ламп оказываются равными по амплитуде и противоположными по фазе

$$i_{1а} = I_{а0} + I_{1а} \sin \omega t \text{ и } i_{2а} = I_{а0} + I_{1а} \sin (\omega t + \pi) = I_{а0} - I_{1а} \sin \omega t. \quad (4.99)$$

Так как эти токи протекают по первичной обмотке выходного трансформатора в противоположных направлениях, то постоянные их составляющие взаимно компенсируются и трансформатор работает без постоянного тока подмагничивания. Иначе обстоит дело с переменными составляющими. Благодаря сдвигу по фазе на π выходное напряжение не содержит четных гармоник. Действительно,

$$\Phi = k(i_{1а} - i_{2а}) = k(I_{а0} + I_{1а} \sin \omega t - I_{а0} + I_{1а} \sin \omega t) = $$
$$= 2kI_{1а} \sin \omega t, \quad (4.100)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

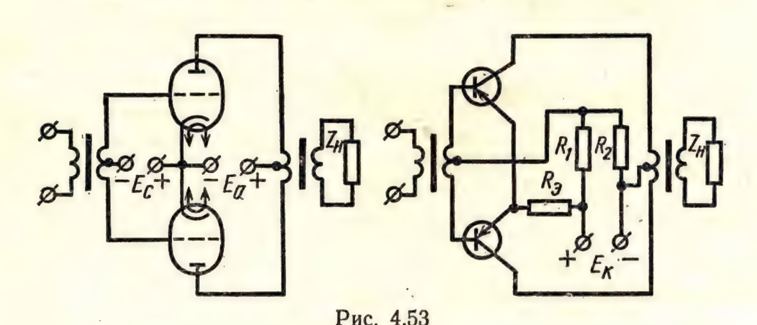


Рис. 4.53

От источника анодного напряжения потребляется ток вдвое больший, чем для однотактной схемы, так как в общем участке цепи постоянные составляющие анодных токов суммируются.

Нетрудно показать, что в выходном напряжении в этом случае все четные гармонические составляющие анодных токов взаимно уничтожаются. Остаются только нечетные гармоники. Следовательно, существенно уменьшаются нелинейные искажения, что позволяет применять в двухтактных усилителях экономичные режимы АВ и В. Уменьшению нелинейных искажений способствует также отсутствие тока подмагничивания в трансформаторе.

К недостаткам двухтактных схем следует отнести их сравнительную сложность, а также необходимость тщательного симметрирования плеч схемы.

Работа транзисторных двухтактных усилителей мощности аналогична рассмотренной для ламповой схемы. На практике чаще всего применяют схему с общим эмиттером, обеспечивающую максимальный коэффициент усиления по мощности.

Очевидно, что переход к двухтактному симметричному каскаду усиления от однотактного не может быть осуществлен непосредственно, так как на его выходе не создаются необходимые напряжения, сдвинутые

по фазе на π. Такой сдвиг обеспечивается перед двухтактной схемой специальным устройством, «расщепляющим» усиливаемый сигнал на два сигнала, сдвинутых по фазе на π, и называемом фазоинвертором.

Рассмотрим в качестве примера *фазоинверсную схему* с разделенной нагрузкой (рис. 4.54). Нагрузочное сопротивление резисторной схемы здесь состоит из двух одинаковых по величине сопротивлений $R_{\text{на}}$ и $R_{\text{нк}}$, включенных соответственно в цепи анода и катода. Переменная составляющая анодного тока создает на этих сопротивлениях падения

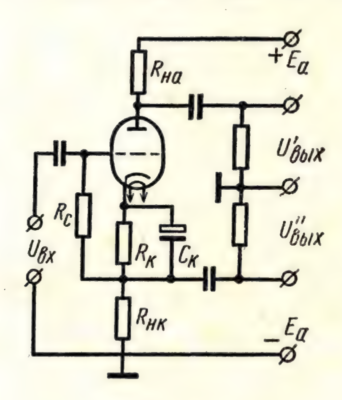


Рис. 4.54

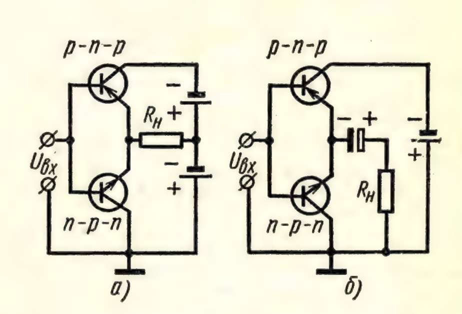


Рис. 4.55

напряжений, равные по амплитуде, но противоположные по фазе, которые и поступают на сетки последующего двухтактного каскада. Необходимое напряжение смещения снимается с резистора $R_{\text{к}}$, заблокированного конденсатором $C_{\text{к}}$, и подается через резистор $R_{\text{с}}$ на сетку лампы.

Такая схема имеет малый коэффициент усиления благодаря отрицательной обратной связи через сопротивление $R_{\text{нк}}$ и уменьшению вдвое анодной нагрузки. Этого недостатка лишены автобалансные фазоинверсные схемы, но они значительно сложнее и требуют двух ламп на каскад.

Возможно создание бестрансформаторных двухтактных схем на транзисторах различной проводимости (типа *p-n-p* и *n-p-n*). Они сравнительно просты по устройству, имеют высокий к. п. д. и широкую полосу частот.

Двухтактные каскады на транзисторах различной проводимости существенно отличаются от двухтактных каскадов на однотипных транзисторах. Транзисторы различной проводимости работают с нагрузкой в цепях эмиттеров и для работы оконечного каскада не требуется трансформатор или иное фазоинверсное устройство. Поскольку нагрузка включена в эмиттерные цепи триодов оконечного каскада, его входное сопротивление зависит от величины нагрузки. Поэтому ее оптимальное значение, соответствующее наибольшему коэффициенту усиления по мощности при заданной величине выходной мощности, определяется не только оконечным, но и предварительными каскадами.

Простейшая схема такого каскада соответствует приведенной на рис. 4.55,*а*.

Применяемые в схеме транзисторы должны иметь достаточно идентичные параметры. Наиболее экономически выгодными режимами являются режимы класса В или АВ, позволяющие получить к. п. д. порядка 40—70%.

Схема может питаться и от одного источника напряжения при условии включения последовательно с сопротивлением нагрузки разделительного конденсатора большой емкости (рис. 4.55, *б*).

Рис. 4.56

Хорошие результаты дает схема, приведенная на рис. 4.56. В ней все транзисторы включены по схеме с общим коллектором. Симметрирование каскада и установка начальника смещения осуществляются резисторами R_1 — R_3. Для улучшения температурной стабилизации резистор R_2 зашунтирован диодом $Д_1$. Емкость электролитических конденсаторов C_1 и C_2 выбирается достаточно большой для уменьшения искажений на самых низких частотах.

§ 4.6. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В системах автоматики, в аналоговых электронно-вычислительных машинах и в измерительной технике широко применяют усиление постоянного или медленно меняющегося напряжения. Для этой цели используют специальные усилители, носящие название усилителей постоянного тока (УПТ).

Связь между каскадами УПТ должна быть непосредственной (гальванической), так как ни переходный конденсатор, ни трансформатор не пропускают постоянный или медленно меняющийся ток. При этом возникает задача отделения полезного сигнала от постоянных составляющих напряжений и токов, необходимых для нормальной работы усилительного элемента.

Простейший вариант каскада УПТ соответствует схеме рис. 4.57. Сопротивление анодной нагрузки $R_а$ здесь включено между анодом и движком переменного резистора R, положение которого подбирается так, чтобы при отсутствии входного сигнала ток нагрузки равнялся нулю. При подаче входного сигнала на сетку лампы изменяется потенциал анода и разность потенциалов между анодом и движком переменного резистора образует выходное напряжение. При работе лампы на линейном участке характеристики приращения анодного тока лампы, а следовательно, и потенциала ее анода будут пропорциональны приложенному входному напряжению. Необходимо отметить, что в рассматриваемой схеме за счет напряжения отрицательной обратной связи

$R_к$ величина входного сигнала несколько уменьшается, снижая коэффициент усиления.

Поскольку следующий каскад может быть связан с предыдущим только гальванически, в цепи сетки его лампы нужно скомпенсировать высокий потенциал анода лампы предыдущего каскада. В принципе этого можно достичь с помощью дополнительного источника питания, через который и будет осуществляться связь между каскадами. Однако удобнее использовать один источник более высокого напряжения, нагрузив его на потенциометр $R_1 - R_5$, с которого и снимаются все необходимые напряжения (рис. 4.58).

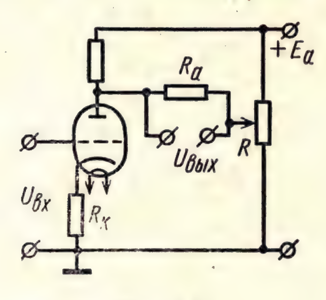


Рис. 4.57

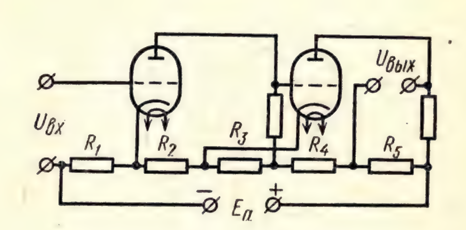


Рис. 4.58

Главным недостатком таких усилителей является так называемый *дрейф нуля*, т. е. изменение уровня выходного напряжения с течением времени при неизменном входном сигнале. Дрейф нуля апериодичен и может иметь любой знак. К основным причинам, вызывающим дрейф нуля, относятся непостоянство анодного напряжения и тока накала, а также изменения эмиссии катода лампы. Для уменьшения дрейфа нуля стабилизируют источники питания УПТ, вводят отрицательную обратную связь, но наилучшие результаты дает использование специальных балансных (мостовых) схем.

В основе схемы *балансного* УПТ лежит сбалансированный мост постоянного тока, в котором диагонали «развязаны» друг от друга и изменение напряжения или тока в одной из них не влияет на напряжение и ток в другой.

Наибольшее распространение получила схема балансного УПТ с параллельным включением ламп (рис. 4.59). Плечи моста составляют идентичные лампы $Л_1$ и $Л_2$ и резисторы R_1 и R_2. В одну из диагоналей включен источник питания (между движком переменного резистора R_5 и корпусом), а с другой снимается выходное напряжение (между анодами ламп). Резистор R_5 включается для точной балансировки (установки нуля) моста. Когда мост сбалансирован, а схема абсолютно симметрична, любое изменение анодного напряжения и одновременное изменение тока накала или эмиссии катода обеих ламп не вызывает появления напряжения на выходных клеммах. На сопротивлении резистора в общей катодной цепи создается напряжение смещения,

которое поступает на сетки ламп через сопротивления утечки (резисторы R_3 и R_4).

Схема полностью симметрична, но входное напряжение подводится к сеткам ламп в противоположной полярности, что нарушает балансировку моста, изменяя сопротивления ламп. Увеличение анодного тока одной из ламп сопровождается уменьшением тока другой, на выходных клеммах появляется разность потенциалов. Поскольку такая схема требует симметричного входа относительно земли, что не всегда удобно,

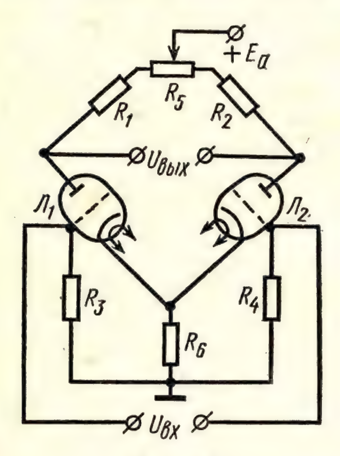


Рис. 4.59

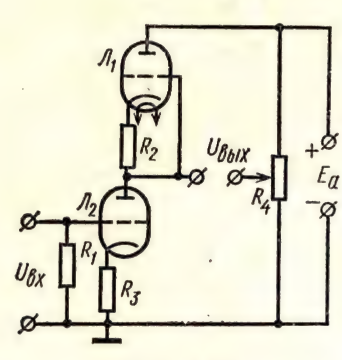


Рис. 4.60

на практике чаще пользуются несимметричной схемой, заземляя сетку одной из ламп и подавая входной сигнал между сеткой другой лампы и корпусом. При подаче входного сигнала изменяется ток одной лампы, что приводит к изменению напряжения смещения, непосредственно приложенного в противофазе к сетке другой лампы. При правильном выборе величины сопротивления в катодной цепи можно получить одинаковое по величине, но противоположное по знаку изменение потенциала анодов ламп.

В балансных схемах применяется и последовательное включение ламп (рис. 4.60). Плечи моста составляют лампа $Л_1$ и верхняя часть переменного резистора R_4 и лампа $Л_2$ и нижняя часть этого же резистора. Лампа $Л_1$ является анодной нагрузкой для лампы $Л_2$. Источник анодного напряжения и клеммы выходного сигнала включены в диагонали моста. При подаче входного сигнала на сетку лампы $Л_2$ изменяется ее ток, что приводит к изменению падения напряжения на лампе $Л_1$, а следовательно, к изменению потенциала на одной из выходных клемм (потенциал движка переменного резистора остается неизменным).

При тщательном подборе ламп и резисторов дрейф нуля в балансных схемах удается снизить в 50—100 раз по сравнению с обычными схемами. Схема с последовательным включением ламп обеспечивает несколько меньший дрейф нуля, но требует повышенного напряжения.

Нестабильность УПТ на транзисторах определяется зависимостью параметров полупроводниковых приборов от температуры, что также сказывается на величине дрейфа нуля. Кроме того, в транзисторных усилителях имеет место явление ползучести, которое заключается в том, что после включения напряжения происходит резкое изменение тока, а затем ток очень медленно (иногда в течение нескольких часов) приближается к установившемуся значению.

Стабилизация работы транзистора может осуществляться разными методами. Хороший результат дает применение отрицательной об-

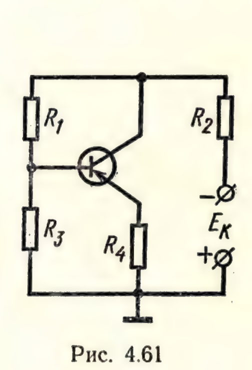


Рис. 4.61

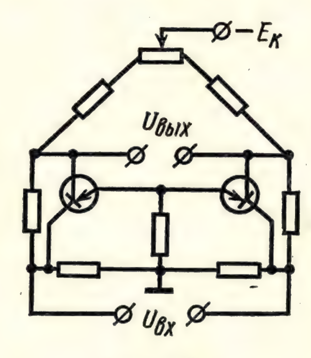


Рис. 4.62

ратной связи. На рис. 4.61 представлена схема, где стабилизация режима обеспечивается отрицательной обратной связью по току (резистор R_4) и по напряжению (резисторы R_1, R_2, R_3).

На практике транзисторные УПТ выполняются только по балансным схемам с общим стабилизирующим резистором в цепи эмиттера. Кремниевые транзисторы лучше подходят для этой цели, так как их характеристики меньше зависят от температуры. Кроме того, необходимо тщательно подбирать транзисторы попарно с близкими температурными характеристиками. Балансная схема с параллельным соединением транзисторов приведена на рис. 4.62. Выходное напряжение снимается с диагонали моста между коллекторами транзисторов.

Транзисторные УПТ по стабильности не уступают ламповым, а многокаскадные схемы на транзисторах оказываются проще из-за отсутствия цепей накала и низкого рабочего напряжения.

Хотя балансные схемы существенно снижают дрейф нуля, но для усиления очень слабых сигналов этого может оказаться недостаточно. В таких случаях применяют *схемы УПТ с преобразованием постоянного напряжения в переменное*. Структурная схема усилителя с преобразованием приведена на рис. 4.63. Фактически преобразование заключается в модуляции напряжения низкой частоты входным медленно изменяющимся сигналом. Промодулированное напряжение усиливается обычным усилителем переменного напряжения и детектируется. Огибающая модулированного напряжения на выходе детектора является усиленным входным напряжением (см. § 3.1). Задача в этом

случае несколько осложняется, так как при изменении полярности входного напряжения напряжение на выходе также должно менять свою полярность. Поскольку у промежуточного переменного напряжения полярность не имеет места, приходится использовать так называемые фазочувствительные модуляторы и детекторы, у которых изменению полярности соответствует сдвиг фазы переменного напряжения на π (180°). Как известно, сдвиг фазы может быть определен только по отношению к фазе другого напряжения той же частоты (опорного напряжения). В УПТ в качестве источника опорного напряжения



Рис. 4.63

используется генератор низкой частоты, колебания которого модулируются и усиливаются.

Существует много вариантов фазочувствительных модуляторов и детекторов, включая использование магнитных усилителей и электромеханических устройств — вибропреобразователей. В качестве примера рассмотрим распространенные на практике схемы с полупроводниковыми диодами.

Схема и эпюры напряжений модулятора представлены на рис. 4.64. Опорное напряжение $u_{оп}$ подается в диагональ моста, составленного из четырех диодов. При положительном полупериоде опорного напряжения диоды проводят ток, их сопротивление очень мало, и можно считать, что напряжение между концами второй диагонали близко к нулю. При отрицательном полупериоде опорного напряжения диоды закрыты и напряжение на второй диагонали равно входному напряжению $u_{вх}$. Следовательно, напряжение на диагонали будет иметь прерывистый характер, повторяя по амплитуде медленно изменяющееся входное напряжение. Переменная составляющая этого напряжения через емкость C поступает на вход усилителя низкой частоты. При изменении полярности входного напряжения пульсирующее напряжение на диагонали будет иметь другой знак, что для его переменной составляющей равносильно сдвигу фазы на π (180°).

Схема и эпюры напряжений фазочувствительного детектора представлены на рис. 4.65. Усиленное переменное напряжение $u_{ус}$ с выхода усилителя поступает на одну диагональ мостовой схемы, к другой диагонали которой приложено опорное напряжение. При положительном полупериоде опорного напряжения сопротивление диодов очень мало и напряжение на первой диагонали близко к нулю. При отрицательном

полупериоде диоды закрыты и напряжение на первой диагонали равно напряжению $u_{ус}$. Таким образом, ток в нагрузке будет протекать каждые полпериода в одном направлении. После фильтра $R_ф$ $C_ф$, сглаживающего пульсации выпрямленного напряжения, напряжение на вы-

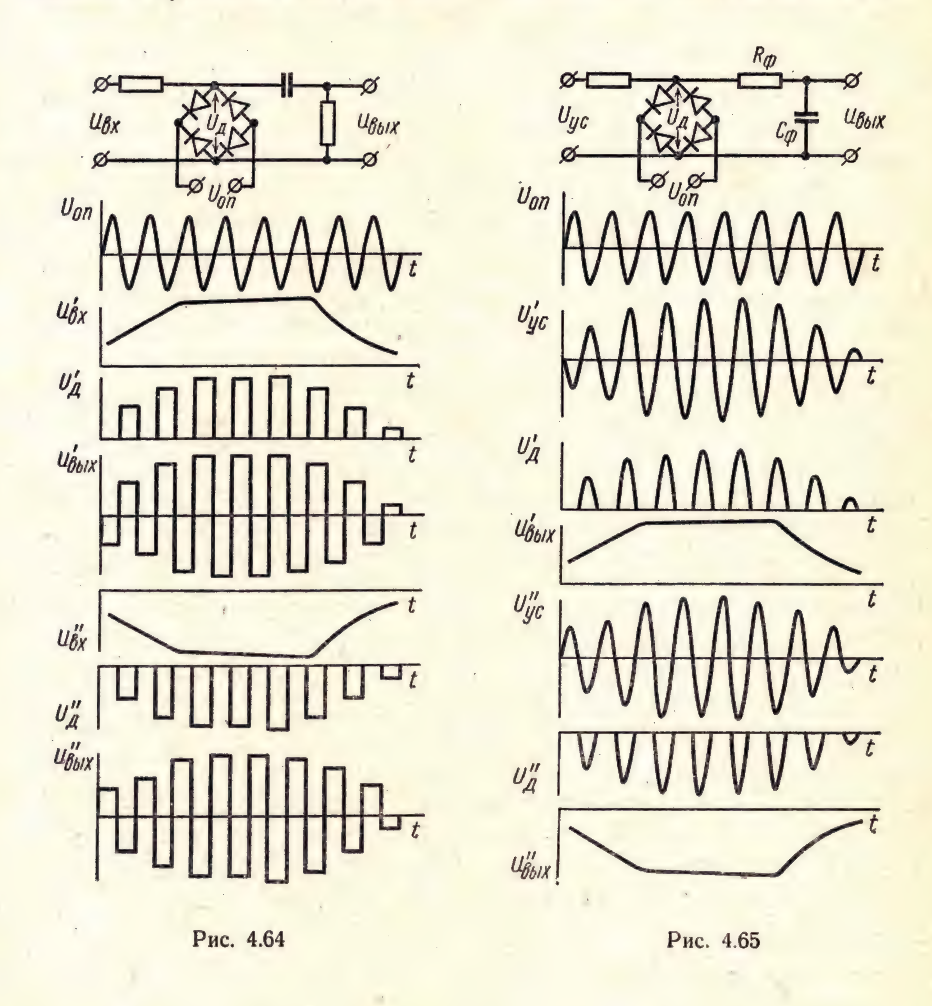


Рис. 4.64

Рис. 4.65

ходе повторит по форме медленно изменяющееся входное напряжение. Если напряжение на выходе усилителя низкой частоты будет сдвинуто по фазе на π (180°), то ток в нагрузке фазочувствительного детектора будет протекать в обратном направлении и полярность выходного напряжения изменится.

Применяя в аналогичных схемах транзисторы или электронные лампы, можно получить наряду с детектированием дополнительное усиление сигнала.

§ 4.7. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Создание микроминиатюрных усилителей является достаточно сложной задачей, особенно в области высоких частот. Конструкции таких усилителей могут быть самыми разнообразными.

Правильным подбором микросхем и деталей удается получать многокаскадные усилители с заданными параметрами.

Интегральные усилительные схемы весьма перспективны при разработке микроминиатюрных усилителей. Однако хорошие результаты можно получить только в том случае, если потери в схеме сведены к минимуму, а реактивные элементы, используемые в схемах, имеют малые размеры и их количество невелико. Желательно вообще отказываться от комплексных цепей связи.

Интересно широкое применение усилителей постоянного тока в интегральном исполнении. Известные недостатки этих усилителей (см. § 4.6) в интегральных схемах могут быть существенно уменьшены за счет снижения температурного разброса характеристик транзисторов. Технология изготовления интегральных схем позволяет получить пару практически идентичных по параметрам транзисторов, а близкое расположение в блоке ставит их в равные температурные условия.

В то же время взаимная близость элементов интегральных схем и неполная изоляция друг от друга приводят к дополнительным паразитным эффектам. Эти паразитные эффекты могут носить пассивный характер, создавая емкости и утечки, а могут быть активными, так как здесь не исключено образование паразитных активных элементов, существенно изменяющих работу схемы. Особенно ощутимы эти эффекты, если изолируют эти элементы схемы не диэлектриками, а диффузионным переходом.

В диффузионных резисторах между ними и эпитаксиальным слоем образуются емкости и такие резисторы ведут себя как цепи RC с распределенными параметрами. Сравнительно большая площадь резисторов определяет и существенный ток утечки. В этом отношении тонкопленочные резисторы оказываются лучше диффузионных.

С повышением частоты усиливаемых сигналов возникают дополнительные трудности с изготовлением соответствующих катушек индуктивности, с ограниченной емкостью пленочных и диффузионных конденсаторов, а также с пониженным частотным диапазоном полупроводниковых интегральных транзисторов и резисторов.

Для создания высокочастотных усилителей в интегральном исполнении применяют гибридные интегральные схемы с автономными высокочастотными транзисторами или используют свойство селективности гибридных схем с применением частотнозависимой обратной связи.

Частотнозависимая обратная связь достигается двумя способами:

1) использованием инерционных свойств транзистора, которые по эмиттерному выводу имеют индуктивный характер. В схеме с общим эмиттером можно создать резонансную проводимость цепочки обратной связи, включив в цепь эмиттера пленочный конденсатор;

2) использованием в цепочке обратной связи заградительных RC-фильтров в пленочном или гибридном исполнении.

Для получения большого коэффициента усиления используют несколько усилительных каскадов. Каждый каскад состоит из усилительного элемента и включенной на его выходе цепи межкаскадной связи.

В качестве усилительных элементов служат либо автономные транзисторы с вспомогательными деталями, либо гибридные схемы, содержащие один или несколько автономных транзисторов, либо, наконец, полупроводниковые интегральные схемы.

Цепи межкаскадной связи осуществляют согласование между усилительными элементами, а в необходимых случаях могут обеспечивать требуемые амплитудно-частотные и фазово-частотные характеристики. Для этих целей используют одиночные колебательные контуры, полосовые фильтры и апериодические цепи. На частотах выше 200 — 300 МГц цепи связи выполняют на отрезках линий с распределенными параметрами.

Интегральные схемы усилителей могут выполняться в нескольких вариантах:

1) усилители на стандартных гибридных схемах;
2) усилители на стандартных полупроводниковых схемах;
3) усилители с интегральными схемами частного применения.

Конструкция усилителей на стандартных гибридных схемах обычно состоит из типовых интегральных схем и колебательных контуров, смонтированных на общей плате. Фильтры в цепях питания монтируются на той же плате, иногда в них используют резисторы, входящие в состав интегральной схемы. Катушки могут быть с постоянной и переменной индуктивностью. Помимо обычной намотки применяют плоские катушки в виде спиралей печатного монтажа.

Конструкции усилителей на полупроводниковых схемах аналогичны предыдущим, но типовые интегральные схемы могут иметь несколько усилительных каскадов в одном блоке.

Усилители с интегральными схемами частного применения выполняются как с гибридными, так и с полупроводниковыми схемами. В этом случае схема может лучше обеспечивать конкретные требования, предъявляемые к данному усилителю, но экономически разработка специальных интегральных схем частного применения оправдывается только при крупносерийном производстве.

Усилительные интегральные схемы представляют собой основной и наиболее многочисленный класс аналоговых интегральных схем. Некоторые из них могут применяться также для создания генераторов, смесителей, электронных ключей и т. п.

В зависимости от функционального назначения усилительные интегральные схемы подразделяются на несколько групп: синусоидальные (УС), постоянного тока (УТ), видеоусилители (УБ), импульсные (УИ), повторители (УЭ) и прочие (УП).

Промышленность выпускает много вариантов типовых полупроводниковых и гибридных интегральных схем усилителей. В качестве примера рассмотрим несколько основных схем синусоидальных усилителей в интегральном исполнении.

Полупроводниковая схема общего применения К1УС191 предназначена для использования в приемных трактах и линейно-импульсной

приемной аппаратуре. Применяется главным образом в качестве основы усилительных каскадов на низких частотах. Изготовлена по планарно-эпитаксиальной технологии. Выполнена в прямоугольном металлостеклянном корпусе с 14 выводами. Схема является однокаскадным усилителем низкой частоты на одном транзисторе (рис. 4.66).

При напряжении источника питания 6,3 В потребляемый ток не превышает 1,2 мА. Входное сопротивление не менее 5 кОм. Коэффициент усиления на частоте 10 кГц составляет 3,2 ± 20%.

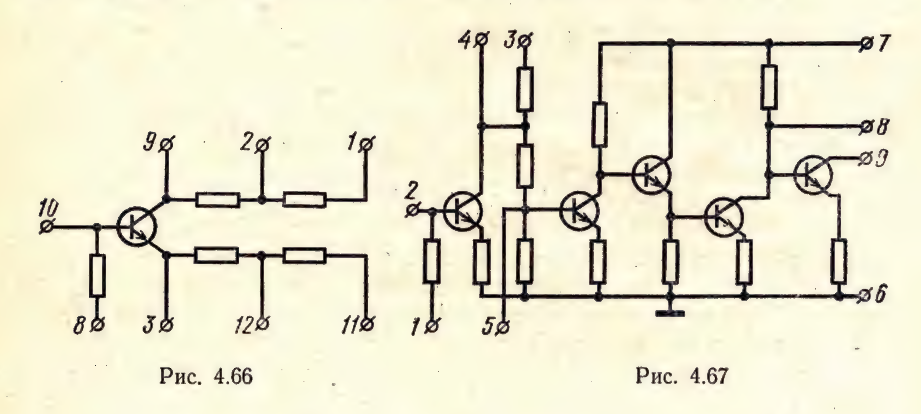


Рис. 4.66 Рис. 4.67

Гибридная схема усилителя низкой частоты К2УС245 представляет собой пятикаскадный усилитель с непосредственной связью между каскадами. Он предназначен для предварительного усиления низкой частоты совместно с бестрансформаторным усилителем мощности. Оформлен в прямоугольном металлополимерном корпусе с 11 выводами. Принципиальная схема усилителя представлена на рис. 4.67.

Для повышения входного сопротивления первый каскад на транзисторе T_1 собран по схеме с общим коллектором. По этой же схеме собран третий каскад (T_3). Второй, четвертый и пятый каскады (T_2, T_4, T_5) включены по схеме с общим эмиттером.

Входное напряжение подается на клемму *2*, а усиленное снимается с клеммы *9*. При подключении внешних *RC*-цепочек (выводы *3* и *4*) в схеме реализуется глубокая отрицательная обратная связь по переменному току, охватывающая усилитель от второго до последнего каскада. Благодаря этому схема обладает высокой стабильностью при изменении напряжения питания в широких пределах (4,5 ÷ 12В) и не критична к смене транзисторов.

Ток потребления схемы «в покое» не превышает 6 мА. Входное сопротивление не менее 15 кОм, номинальная выходная мощность при напряжении источника питания 12 В не менее 1,8 Вт при коэффициенте усиления по напряжению не менее 180. Полоса частот при завале не более 1 дБ от 80 Гц до 12 кГц.

Полупроводниковая интегральная схема К1УС231 (А, Б, В) является усилителем низкой частоты. Конструктивно оформлена в стеклянном корпусе с 14 выводами. Схема включает помимо каскадов предва-

рительного усиления выходной бестрансформаторный каскад усилителя мощности (рис. 4.68). На выходе включен многоэмиттерный транзистор.

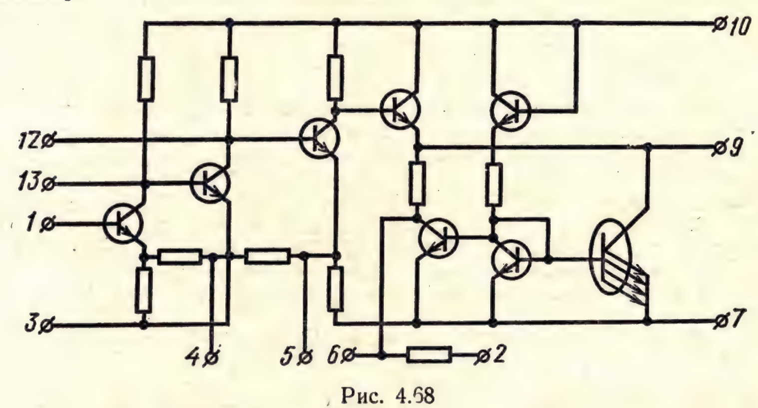


Рис. 4.68

При напряжении питания 6,3 В потребляемый ток не более 15 мА. Входное сопротивление не менее 10 кОм. Полоса частот 20 Гц ÷ ÷ 100 кГц. Коэффициент усиления 300 ÷ 500 (А), 100 ÷ 350 (Б) и 30 ÷ 120 (В) при коэффициенте нелинейных искажений 2%.

Контрольные вопросы

1. Перечислите основные области применения усилителей.
2. На каком явлении основано усиление мощности в электронных усилителях?
3. Как классифицируются электронные усилители?
4. Назовите основные технические показатели усилителей.
5. Что называют коэффициентом усиления и в каких единицах он выражается?
6. Какую выходную мощность усилителя называют номинальной?
7. Какие виды искажений вносит усилитель в форму сигнала?
8. Как оценивают количественно частотные искажения?
9. Что называют фазовой характеристикой усилителя и какой вид должна иметь идеальная фазовая характеристика?
10. Как оцениваются нелинейные искажения?
11. Проведите сравнительный анализ электронных ламп и транзисторов при использовании их в усилителях.
12. Охарактеризуйте режимы работы усилительных элементов.
13. Какие основные схемы межкаскадных связей используют в усилителях?
14. Что называют эквивалентными схемами усилителей и для чего их применяют?
15. Поясните работу усилителя низкой частоты, используя его принципиальную и эквивалентную схемы.
16. Какие причины вызывают завалы частотной характеристики усилителей низкой частоты на нижних и верхних частотах?
17. Какие усилители называют резонансными?
18. Что такое избирательность усилителя и как она оценивается количественно?
19. Чем определяется полоса частот резонансного усилителя?
20. Для чего применяют неполное включение колебательного контура в цепь анода?

21. Чем отличаются транзисторные резонансные усилители от ламповых?
22. Какие усилители называют полосовыми?
23. Какие колебательные системы применяют в полосовых усилителях?
24. Какие усилители называют широкополосными и где их применяют?
25. Каким образом в широкополосных усилителях расширяется полоса частот?
26. Какие виды частотной коррекции используют в широкополосных усилителях?
27. Какие основные требования предъявляют к импульсным усилителям?
28. Что называют переходным коэффициентом усиления?
29. Какую связь в усилителях называют обратной? Чем отличается положительная обратная связь от отрицательной?
30. Как различается обратная связь по способу получения напряжения и по методу его подачи?
31. Как влияет обратная связь на основные параметры усилителя?
32. Какими причинами может вызываться самовозбуждение усилителя?
33. Как работает катодный (эмиттерный) повторитель, какими свойствами он обладает?
34. Какие усилители называют параметрическими?
35. Поясните принцип параметрического усилителя на примере конденсатора переменной емкости.
36. Чем отличаются двухконтурные параметрические усилители от одноконтурных?
37. Как работает регенеративный параметрический усилитель?
38. На каком свойстве туннельных диодов основано их использование в усилителях?
39. Где применяют усилители мощности и чем они отличаются от усилителей напряжения?
40. Какие элементы схемы определяют форму частотной характеристики усилителя мощности?
41. Как построены двухтактные схемы усилителей и какими преимуществами они обладают?
42. Как работает фазоинверсная схема?
43. Чем отличается двухтактная схема на транзисторах различной проводимости от обычной?
44. Где применяют усилители постоянного тока (УПТ) и чем они отличаются от других усилителей?
45. Что является основным недостатком УПТ?
46. Опишите работу балансной схемы УПТ.
47. Чем отличаются транзисторные УПТ от ламповых?
48. Поясните принцип работы УПТ с преобразованием постоянного напряжения в переменное.
49. Какие модуляторы и детекторы должны применяться в УПТ с преобразованием и почему?
50. Поясните на схеме и эпюрах напряжений работу фазочувствительных модулятора и детектора.
51. Охарактеризуйте особенности работы усилителей в микроэлектронном исполнении.
52. Какие полупроводниковые и гибридные схемы усилителей выпускает промышленность?

ГЛАВА V
ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

§ 5.1. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ НА LC

Получение гармонических (синусоидальных) колебаний или, точнее, колебаний, близких к гармоническим, является одной из важнейших задач радиоэлектроники.

Кроме общеизвестного применения в радиовещании, радиосвязи, телевидении, радиолокации и других областях собственно радиоэлектроники, генераторы гармонических колебаний используют в промышленной электронике для самых различных целей. В развитых странах суммарная мощность промышленных генераторов высокой частоты в десятки раз превышает суммарную мощность передатчиков для связи и вещания. При этом используется широкий диапазон частот, простирающийся от долей герца до частот оптического диапазона.

Генераторы гармонических колебаний применяют при различных измерениях, для автоматизации производственных процессов, для поверхностной закалки, плавки, сварки и пайки металлов, для нагрева диэлектриков и пластмасс, сушки пряжи, склейки фанеры, приготовления пищи, уничтожения вредителей и т. д. Весьма разнообразно применение этих генераторов в медицине.

Генераторы колебаний в соответствии с характером преобразования энергии одного вида в другой разделяют на *электрические* и *электромеханические*.

Электрическими называют генераторы, преобразующие энергию постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний. К ним относятся ламповые, транзисторные и электронные генераторы. Под электронными генераторами понимают генераторы, использующие колебания свободных электронов или ионов между электродами специальных ламп (магнетронов, клистронов, ламп бегущей волны, ламп обратной волны и т. д.). Электронные генераторы применяют в основном в диапазоне сверхвысоких частот.

Электромеханическими называют генераторы, частота колебаний которых определяется частотой собственных колебаний механического элемента, возбуждаемого с помощью электронной схемы. К ним относятся пьезоэлектрические и магнитострикционные генераторы.

В соответствии с программой курса в данном учебнике рассматриваются ламповые и транзисторные генераторы и, применительно к воп-

росам стабилизации частоты, пьезоэлектрические (кварцевые) генераторы.

Генераторы могут быть *с самовозбуждением* (автогенераторы) и *с внешним возбуждением* (усилители мощности высокой частоты). В основе всех электрических генераторов лежит регулирование поступления и распределения энергии источников постоянного тока, которые сами по себе не могут генерировать никаких колебаний. Аналогичный принцип реализуется в рассмотренных ранее усилителях электрических сигналов (гл. IV).

Источники колебаний называют генераторами с самовозбуждением или автогенераторами (от слова автономный, самостоятельный).

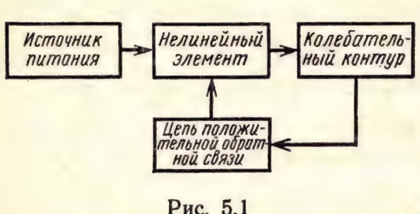


Рис. 5.1

Существенной особенностью автогенераторов является их способность поддерживать незатухающие колебания при наличии потерь энергии колебательного процесса. Напомним, что в колебательных системах без потерь (например, в идеальном колебательном контуре, рассмотренном в § 2.1) могут существовать незатухающие колебания, амплитуда которых определяется начальными условиями. В автогенераторах амплитуда колебаний не зависит от начальных условий, а после прекращения внешних воздействий, связанных с подведением или отдачей энергии, амплитуда колебаний принимает прежнее значение. Такие явления не могут иметь места в линейных системах и в составе любого автогенератора обязательно имеется нелинейный элемент, например электронная лампа или транзистор. Обычно автогенератор состоит из нелинейного резонансного усилителя и цепи положительной обратной связи (рис. 5.1).

В автогенераторе регулирование поступления или расхода энергии происходит только под воздействием внутренних процессов в нем. При этом изменяется режим работы нелинейного элемента, что приводит к изменению количества энергии источников питания, преобразуемой в энергию колебательного процесса. Поскольку процессы здесь нелинейны, нет и прямой пропорциональности между изменением интенсивности колебаний и количеством энергии, преобразуемой в энергию колебательного процесса. Обычно при увеличении амплитуды колебаний сперва приток энергии возрастает, а при дальнейшем росте амплитуды потери начинают преобладать над поступлением энергии.

Физически процесс нарастания амплитуды объясняется тем, что за один период колебания энергии поступает больше, чем расходуется. С ростом амплитуды начинает проявляться нелинейность системы (кривизна вольт-амперной характеристики усилительного устройства) и усиление уменьшается. Нарастание амплитуды прекращается, когда усиление снижается до уровня, при котором только компенсируется затухание колебаний в нагрузке. Устанавливается динамическое рав-

новесие между поступлением энергии и ее потерями при данной амплитуде колебаний.

Процесс саморегулирования поступления энергии в автогенераторах определяется наличием в них положительной обратной связи. Правда, следует предупредить, что в ряде автогенераторов, использующих некоторые специальные нелинейные устройства (отражательные клистроны, туннельные диоды и т. д.), специальные цепи обратной связи отсутствуют, но и здесь можно говорить о наличии обратной связи в форме воздействия колебаний на поступление и распределение энергии от источников питания.

Флюктуационные токи, вызванные тепловым хаотическим движением свободных электронов в проводниках, всегда существуют в любом колебательном контуре. Под их влиянием в контуре непрерывно возникают и затухают собственные колебания с малыми амплитудами. Из-за наличия усилительного нелинейного элемента и цепи положительной обратной связи эти колебания при определенных условиях могут превратиться в незатухающие. Частота их в основном определяется параметрами контура. Строго говоря, генерируемая частота несколько отличается от собственной частоты контура за счет активных сопротивлений в катушках и фазовых сдвигов. Однако это отличие существенно только при малой добротности контура.

Потери в контуре должны непрерывно пополняться таким образом, чтобы за каждый период в контур вносилась энергия, равная его потерям (*условие баланса амплитуд*). При этом пополнение контура энергией должно происходить синхронно с напряжением на контуре, т. е. направление первой гармоники анодного тока должно совпадать с полярностью переменного напряжения на контуре (*условие баланса фаз*).

Баланс амплитуд обеспечивается при правильном выборе коэффициента обратной связи. Баланс фаз достигается в том случае, когда переменные напряжения на аноде и на сетке находятся в противофазе.

При самовозбуждении автогенератора весьма существен механизм возникновения колебаний, а также устойчивость его стационарного состояния. Для анализа процессов, происходящих в автогенераторе, нужно ввести некоторые новые понятия. Прежде всего напомним, что при различных режимах работы усилителя, а следовательно, при различных углах отсечки θ, анодный ток никогда не является чисто синусоидальным, а при некоторых режимах (C, D) резко отличается от него (см. § 4.1). Как известно, любое несинусоидальное периодическое колебание может быть представлено в виде ряда гармонических колебаний (разложение в ряд Фурье). При этом отношение амплитуды n-й гармонической составляющей к максимальному значению негармонического колебания называют коэффициентом разложения α_n (для постоянной составляющей — α_0). Величины этих коэффициентов в рассматриваемом случае зависят от угла отсечки θ.

Так, например,

$$\alpha_0 = \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)}, \qquad (5.1)$$

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \cos\theta\ \sin\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)} \quad \text{и т. д.} \tag{5.2}$$

Зная максимальное мгновенное значение анодного тока $i_{a\max}$, с помощью коэффициентов разложения можно определить постоянную и переменные составляющие анодного тока:

$$I_{an} = \alpha_n\, i_{a\,\max}\,. \tag{5.3}$$

Для характеристики работы автогенератора пользуются приведенным значением внутреннего сопротивления генератора



$$R_i' = R_i\,\alpha_i\,, \tag{5.4}$$

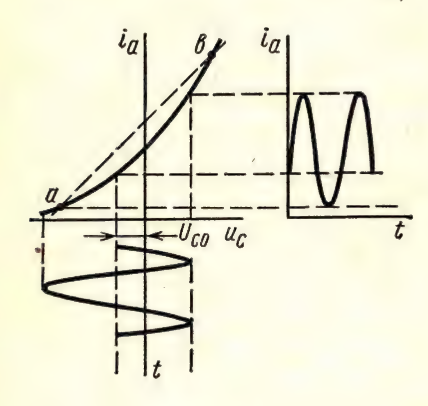


Рис. 5.2

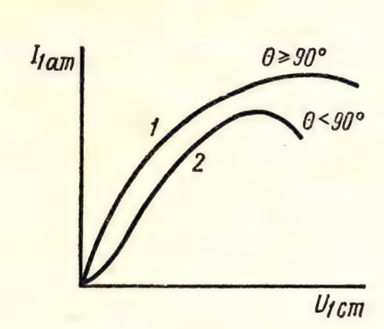


Рис. 5.3

где α_i — коэффициент приведения,

$$\alpha_i = \frac{1}{\alpha_1\,(1 - \cos\theta)}\,, \tag{5.5}$$

и средней крутизной характеристики, т. е. отношением амплитуды первой гармоники анодного тока к амплитуде напряжения на сетке, которая может быть найдена из выражения

$$S_{ср} = S/\alpha_i, \tag{5.6}$$

где S — крутизна характеристики лампы.

В первом приближении средняя крутизна определяется наклоном прямой ab, соединяющей крайние точки рабочего участка характеристики (рис. 5.2). При возрастании амплитуды напряжения на сетке средняя крутизна уменьшается. В результате наступает установившийся режим и прекращается рост анодного тока.

Наименьшая обратная связь, при которой имеет место установившийся режим, называется *критической*, а коэффициент такой обратной связи — *критическим коэффициентом* $\beta_{кр}$. Очевидно, что устойчивая генерация возможна только при $\beta > \beta_{кр}$.

При изменении угла отсечки θ, который зависит от напряжения смещения U_{c0} (см. рис. 5.2), изменяется и крутизна характеристики лампы S в рабочей точке.

Амплитуда первой гармоники анодного тока в соответствии с (4.21) может быть записана так:

$$I_{1am} = \frac{U_{1am}}{R_i' + R_{экв}} = \frac{\mu U_{1cm}}{R_i \alpha_i + R_{экв}} = \frac{SU_{1cm}}{\alpha_i + \frac{R_{экв}}{\mu R_i}}, \qquad (5.7)$$

где $R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление колебательного контура.

Учитывая, что второй член в знаменателе очень мал, получим

$$I_{1am} \approx \frac{SU_{1cm}}{\alpha_i} = S_{cp} U_{1cm}. \qquad (5.8)$$

При постоянных значениях U_{c0} и E_a можно построить график функции $I_{1am} = f\,(U_{1cm})$, который называют *колебательной характеристикой генератора*. Форма колебательной характеристики зависит от напряжения U_{c0}.

При углах отсечки $\theta \geqslant 90°$повышение напряжения приводит сперва к увеличению тока I_{1am}, а после перехода через критический режим этот ток начинает уменьшаться за счет перераспределения электронного потока и увеличения тока сетки. (кривая *1* на рис. 5.3.)

При $\theta < 90°$ колебательная характеристика имеет вогнутость в начальной части (кривая *2* на рис. 5.3). Физически это объясняется использованием нижнего криволинейного участка анодно-сеточной характеристики, который проходит более полого, чем следующий за ним прямолинейный участок.

В автогенераторе напряжение U_{1cm} зависит от коэффициента обратной связи β:

$$U_{1cm} = \beta U_{1am} = \beta I_{1am} R_{экв}. \qquad (5.9)$$

График функции $U_{1cm} = \varphi(I_{1am})$ является прямой линией и носит название *линии обратной связи*. При совместном построении колебательной характеристики и линии обратной связи (рис. 5.4) можно получить очень наглядную картину самовозбуждения автогенератора. Малейшие колебания флюктуационного характера, возникающие в колебательном контуре, вызывают переменное напряжение U_{1cm}, создающее в свою очередь колебания анодного тока I_{1am}, величина которых определяется колебательной характеристикой. Переменная составляющая I_{1am} вызывает новое напряжение U_{1cm}, определяемое линией обратной связи. Колебания нарастают до величины, соответствующей точке пересечения колебательной характеристики и линии обратной связи.

В связи с различием формы колебательных характеристик возможны *два режима самовозбуждения — мягкий и жесткий*.

При мягком режиме самовозбуждения линия обратной связи пересекает колебательную характеристику в одной точке, процесс самовозбуждения носит плавный характер и величина установившихся ко-

лебаний определяется однозначно (рис. 5.4,*а*). Если ток I_{1am} случайно превысит установившееся значение, напряжение на сетке будет недостаточно и амплитуда колебаний уменьшится.

Жесткий режим самовозбуждения имеет место при пересечении колебательной характеристики линией обратной связи в двух точках *а* и *б* (рис. 5.4,*б*). В первой точке колебания неустойчивы, так как при меньших напряжениях на сетке колебания срываются, а при бо́льших

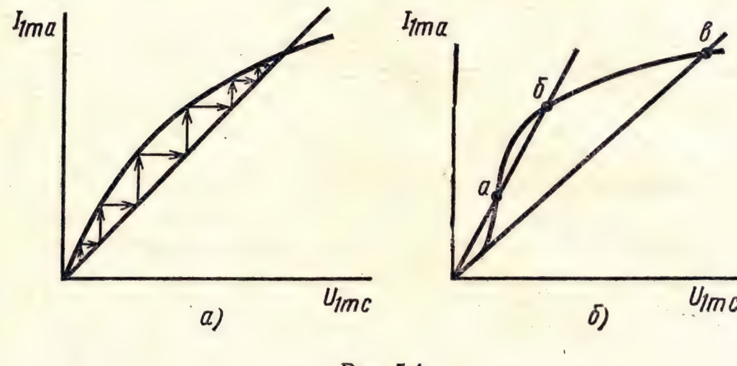


Рис. 5.4

нарастают до второй точки пересечения. В этом случае для обеспечения самовозбуждения необходим довольно большой первоначальный электрический толчок, выводящий автогенератор за первую точку пересечения. Поэтому жесткий режим самовозбуждения характеризуется скачкообразным возникновением колебаний и резким их срывом. При более сильной связи здесь также может иметь место мягкий режим самовозбуждения (точка *в*).

Поскольку обеспечение высокого коэффициента полезного действия требует малых углов отсечки, жесткий режим характерен для многих автогенераторов. Для надежного самовозбуждения здесь используют схемы автоматического сеточного смещения. При возникновении колебаний угол отсечки $\theta > 90°$, самовозбуждение происходит в мягком режиме, но с нарастанием амплитуды увеличиваются сеточный ток и сеточное смещение и угол отсечки уменьшается. Требуемый угол отсечки задается величиной сопротивления резистора в сеточной цепи.

Рассмотрим основные схемы ламповых автогенераторов. Все они соответствуют обобщенной структурной схеме (см. рис. 5.1) и отличаются в основном схемами цепей обратной связи.

В *автогенераторе с индуктивной* (*трансформаторной*) *связью* в цепь сетки включается специальная катушка связи L_c (рис. 5.5). Баланс амплитуд обеспечивается при соответствующем коэффициенте обратной связи, а баланс фаз — выбором знака взаимоиндукции, для чего необходимо правильно подключить концы катушки связи.

Автогенераторы с автотрансформаторной и емкостной связью строятся на основе так называемой *трехточечной схемы*, представлен-

ной в обобщенном виде на рис. 5.6,*а*. Сопротивления $Z_{ас}$, $Z_{ак}$ и $Z_{ск}$ являются полными сопротивлениями участков колебательного контура, включенных между соответствующими электродами лампы. Поскольку активные составляющие этих сопротивлений малы, их можно рассматривать как чисто реактивные ($X_{ас}$, $X_{ак}$ и $X_{ск}$). Для обеспечения условий баланса амплитуд и фаз необходимо, чтобы сопротивление $X_{ас}$ было противоположно по знаку сопротивлению $X_{ск}$ и превышало его по абсолютной величине.

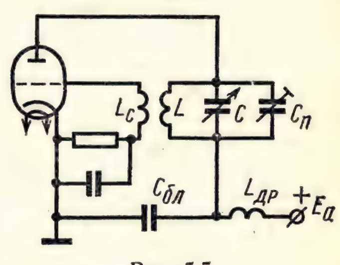
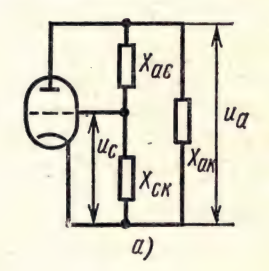
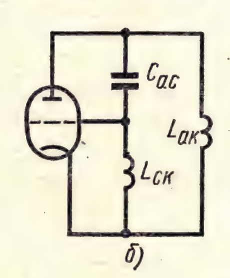


Рис. 5.5

В автогенераторе с автотрансформаторной связью напряжение на сетку подается с части индуктивности контура и, следовательно, $X_{ск}$ носит индуктивный характер (рис. 5.6,*б*). При резонансе реактивное сопротивление контура равно нулю, поэтому сумма сопротивлений $X_{ск} + X_{ас} = X_{ак}$, а так как $X_{ас} > X_{ск}$, то сопротивление $X_{ак}$ должно иметь тот же знак, что и $X_{ск}$, т. е. быть индуктивным. Катод лампы присоединяется к отводу от общей катушки контура. Величина обратной связи может регулироваться перемещением отвода по виткам катушки. Настройка контура осуществляется переменным конденсатором.

В автогенераторе с емкостной связью напряжение на сетку снимается с емкости (рис. 5.6,*в*). Поскольку $X_{ск}$ — емкостное сопротивле-





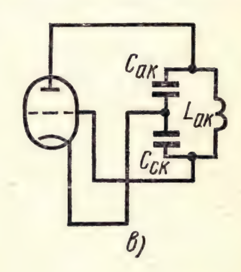


Рис. 5.6

ние, для обеспечения баланса фаз сопротивление $X_{ас}$ должно быть индуктивным и по абсолютной величине превышать $X_{ск}$. Для настройки контура в резонанс сопротивление $X_{ак}$ должно быть емкостным. Настройка контура здесь может осуществляться либо переменным конденсатором, который включается параллельно с катушкой, либо (реже) переменной индуктивностью. Регулировка величины обратной связи здесь возможна только при смене конденсаторов $C_{ак}$ и $C_{ск}$.

Питание автогенераторов может осуществляться *по двум схемам — последовательной и параллельной*. При последовательном питании источник анодного напряжения, лампа и нагрузка включаются последовательно (см. рис. 5.5). При этом колебательный контур нахо-

дится под постоянным напряжением, что в мощных генераторах заставляет прибегать к специальным блокировкам, снимающим напряжение при перестройке генератора. Ток высокой частоты не проходит через источник питания благодаря блокировочному конденсатору $C_{бл}$ и защитному дросселю высокой частоты $L_{др}$. Постоянное напряжение отрицательного сеточного смещения может подаваться от специального источника, но чаще применяют схему автоматического смещения. В отличие от катодного автоматического смещения, характерного для уси-

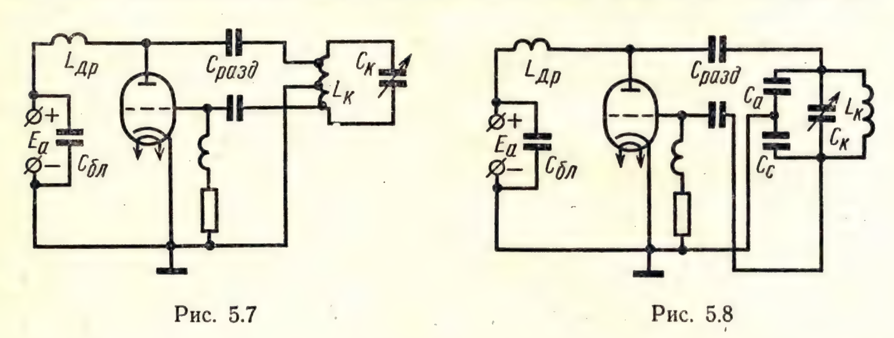


Рис. 5.7 Рис. 5.8

лителей, здесь используют сеточное автоматическое смещение. Напряжение смещения создается на резисторе R_c, шунтированном конденсатором большой емкости C_c за счет постоянной составляющей сеточного тока. По сравнению со специальным источником сеточного смещения такая схема обеспечивает более устойчивую работу автогенератора.

Схема с последовательным питанием чаще применяется на коротких и ультракоротких волнах.

При параллельном питании источник анодного напряжения, лампа и нагрузка включаются параллельно (рис. 5.7). Для разделения переменной и постоянной составляющих анодного тока служат дроссель $L_{др}$ и разделительный конденсатор $C_{разд}$. Переменная составляющая анодного тока не проходит через источник питания, а колебательный контур не находится под постоянным напряжением. Индуктивность $L_{др}$ должна значительно превышать индуктивность контура, но при этом значительная межвитковая емкость на высоких частотах начинает уменьшать полное сопротивление дросселя. Поэтому схему параллельного питания чаще применяют на длинных и средних волнах. Кроме того, эта схема является единственно возможной в генераторах с емкостной связью, так как емкости C_a и C_c не пропускают постоянных составляющих анодного и сеточного токов. Одна из возможных схем такого генератора приведена на рис. 5.8.

Автогенераторы на транзисторах принципиально не отличаются от рассмотренных ламповых автогенераторов. Условия самовозбуждения — баланс амплитуд и баланс фаз, а также физические процессы при возникновении генерации остаются такими же. Схемные отличия определяются в основном необходимостью температурной компенсации, малой величиной входного и выходного сопротивлений транзистора, его инерционностью.

Схема транзисторного автогенератора с трансформаторной связью приведена на рис. 5.9,*а*. Колебательный контур включен в цепь коллектора, а обратная связь между цепями коллектора и базы осуществляется за счет взаимоиндукции между катушками. Поскольку сдвиг фаз между коллекторным и базовым напряжением составляет 180°

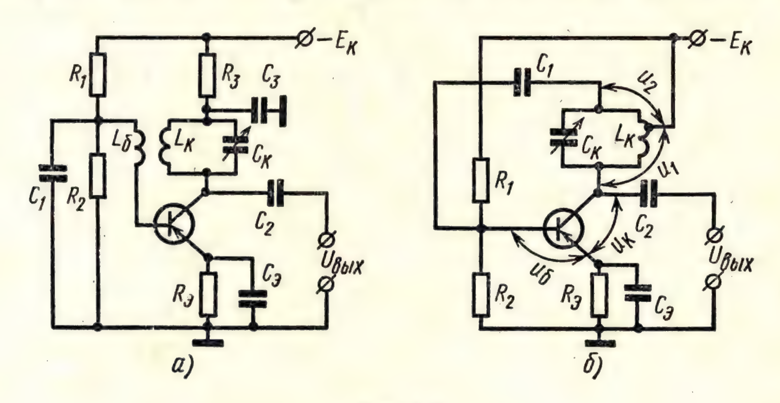


Рис. 5.9

(как и между анодным и сеточным напряжением в электронной лампе), катушка в цепи базы включается так, чтобы дополнительно сдвинуть фазу передаваемого напряжения еще на 180°. Резисторы R_1, R_2 и $R_э$ обеспечивают определенное положение и температурную стабилизацию рабочей точки. Цепь R_3C_3 является развязывающим фильтром, а через емкости C_1 и $C_э$ катушка в цепи базы по переменной составляющей соединяется с эмиттером.

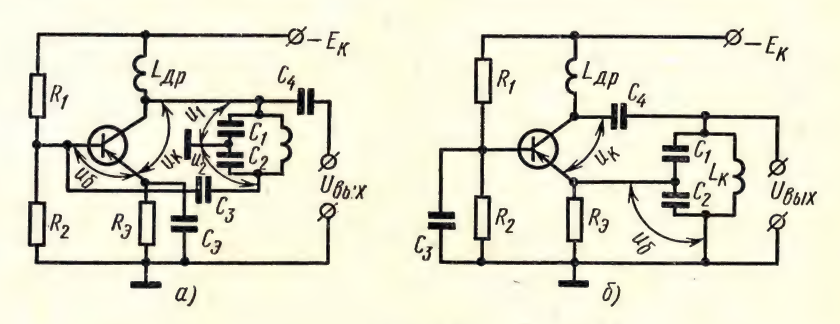


Рис. 5.10

Автогенератор с автотрансформаторной связью представлен на рис. 5.9,*б*. Напряжения $u_к = u_1$ и $u_б = u_2$ сдвинуты по фазе на 180°, а средний отвод катушки по переменной составляющей соединен с эмиттером через источник питания и емкость $C_э$. Получается индуктивная трехточка, аналогичная рассмотренной ранее (см. рис. 5.6,*б*).

В автогенераторе с емкостной связью (рис. 5.10,*а*) по переменной составляющей с эмиттером соединена средняя точка контура между конденсаторами C_1 и C_2 и напряжения $u_к = u_1$ и $u_б = u_2$ сдвинуты по фазе на 180°. Дроссель $L_{пр}$ развязывает по переменной составляющей колебательный контур от корпуса (иначе конденсатор C_1 был бы замкнут).

Следует напомнить, что возможный предел генерируемой частоты для транзисторных автогенераторов определяется граничной частотой транзистора. С приближением рабочей частоты к граничной фазовый сдвиг между током коллектора и базы возрастает, а входное сопротивление транзистора становится комплексным. В результате нарушается баланс фаз и самовозбуждение становится невозможным. Как известно, граничная частота транзисторов, включенных по схеме с общей базой, значительно выше, чем в схеме с общим эмиттером. Поэтому в диапазоне коротких волн чаще применяют автогенераторы, построенные по схеме с общей базой. Одна из таких схем приведена на рис. 5.10,*б*. База через конденсатор C_3 по переменной составляющей замкнута на корпус, а эмиттер — нет (емкость $C_э$ отсутствует). Поскольку средняя точка колебательного контура непосредственно соединена с эмиттером, соблюдается баланс фаз (напряжения $u_к$ и $u_б$ сдвинуты по фазе на 180°).

В последние годы разработаны также схемы маломощных автогенераторов на полевых транзисторах, туннельных диодах и диодах Ганна.

При использовании автогенераторов весьма существенными являются вопросы *стабилизации генерируемой частоты*. Стабильность частоты генератора количественно характеризуется абсолютной и относительной нестабильностью. Под абсолютной нестабильностью понимают максимальное самопроизвольное отклонение частоты от номинального значения:

$$\Delta f = | f_г - f_0 | .$$

Во многих случаях удобнее пользоваться относительной нестабильностью

$$q = \Delta f / f_0. \qquad (5.10)$$

Требования к стабильности частоты определяются в первую очередь назначением генератора, условиями его работы и экономическими соображениями, колеблясь в очень широких пределах.

Частота генерируемых колебаний изменяется при нарушении баланса фаз и при изменении собственной частоты колебательного контура. Основной причиной нестабильности генерируемой частоты является изменение реактивных параметров колебательного контура L и C, в которые входят не только индуктивность катушки и емкость конденсатора контура, но и индуктивности и емкости выводов ламп и транзисторов, монтажа, экранов и т. п. Изменение этих параметров вызывает изменение собственной частоты колебательного контура, а следовательно, и частоты генерируемых колебаний. К дестабилизирующим факторам, т. е. факторам, ухудшающим стабильность генераторов,

можно отнести механические влияния, воздействие внешней среды (температура, влажность, давление) и влияние режима работы самого генератора.

Механические влияния сказываются при вибрациях, ударах, перекосах и короблении отдельных деталей. При этом могут изменяться геометрические размеры и взаимное расположение деталей, проводов, экранов, что приводит к изменению параметров, входящих в колебательный контур, и вызывает изменение генерируемой частоты. Для предотвращения механических влияний при конструировании генераторов применяют амортизацию и механически прочные и жесткие детали колебательных контуров.

Температурные влияния относятся к числу наиболее существенных дестабилизирующих факторов. Количественно влияние температуры на частоту характеризуется относительной нестабильностью частоты при изменении температуры на 1 К — температурным коэффициентом частоты:

$$\alpha_f = q/\Delta t^0, \tag{5.11}$$

где q — относительная нестабильность частоты (5.10); Δt^0 — изменение температуры, К.

В основном температура деталей контура определяется температурой окружающей среды и, в меньшей степени, подогревом от ламп генератора. Влияние температуры на емкость конденсаторов и индуктивность катушек было рассмотрено раньше (см. § 1.2). Для уменьшения температурного коэффициента индуктивности (TKL) каркасы катушек выполняют из высокочастотной керамики с малыми температурными коэффициентами расширения и диэлектрической постоянной (керамит, ультрафарфор и др.). Иногда применяют провод для намотки из инвара—сплава с весьма малым температурным коэффициентом расширения. На более высоких частотах распространены катушки с намоткой, полученной вжиганием металла в керамику. Используют также катушки с ребристыми каркасами, в которых резко уменьшается влияние изменения диэлектрической постоянной материала на индуктивность. Если у обычных катушек TKL составляет $(100 — 200) \cdot 10^{-6}$, то при использовании указанных мер его удается уменьшить до $(5—30) \cdot 10^{-6}$.

В конденсаторах изменение температуры приводит к изменению геометрических размеров пластин и расстояний между ними, а также к изменению диэлектрической постоянной диэлектрика. В колебательных контурах автогенераторов следует использовать те типы конденсаторов, которые обладают минимальным температурным коэффициентом емкости (TKC).

Применение конденсаторов с титанодиэлектриками, например с тикондом, которые обладают отрицательным TKC, обеспечивает определенную термокомпенсацию в контуре.

В особо ответственных случаях помещают колебательный контур в термостат, но это усложняет и делает дороже генератор.

Изменение влажности и давления вызывает в основном изменение диэлектрической постоянной воздуха и гигроскопических диэлектриков.

Влияние режима работы генератора сводится к влиянию нестабильности питающих напряжений и непостоянству реакции последующих каскадов на автогенератор. Изменение питающих напряжений приводит к изменению параметров ламп и транзисторов, в частности их емкостей, входящих в общую емкость колебательного контура. Воздействие последующих каскадов на автогенератор возможно через межэлектродные емкости, общие электрические и магнитные поля, а также через общие цепи источников питания. Для ослабления такого

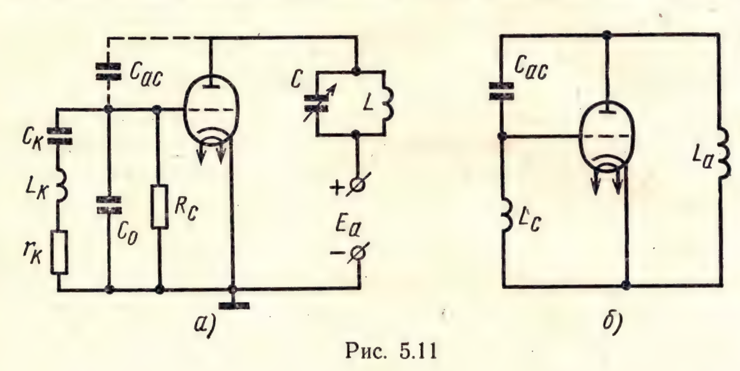


Рис. 5.11

влияния широко применяют экранирование и включают блокирующие и развязывающие фильтры в цепи источников питания.

В целом, меры, принятые для уменьшения влияния дестабилизирующих факторов, позволяют довести относительную нестабильность частоты автогенераторов до $\pm(5 - 10)\cdot 10^{-4}$.

Дальнейшее повышение стабильности частоты на 1—2 порядка достигается кварцевой стабилизацией частоты. Ранее рассматривалось использование пластины кварца в качестве колебательного контура очень высокой добротности (§ 2.3). Там было показано, что эквивалентная схема кварцевого резонатора обладает двумя резонансными частотами, близко отстоящими друг от друга. Применение кварца для стабилизации частоты возможно именно в этом узком интервале частот, где наблюдаются механический и электрический резонансы кварца и амплитуды соответствующих колебаний имеют максимальные значения. Эквивалентное сопротивление кварца носит здесь индуктивный характер.

Известно несколько способов включения кварца в схемы автогенераторов. Наибольшее распространение получили так называемые осцилляторные схемы, где кварц входит в цепь самовозбуждения. На рис. 5.11,*а* приведена такая схема с включением кварца между сеткой и катодом. В анодную цепь включается колебательный контур, настроенный на частоту, несколько большую, чем частота эквивалентного контура кварцевого резонатора в сеточной цепи, и, следовательно, имеющий сопротивление индуктивного характера. В полученной схеме связь между контурами емкостная за счет межэлектродной емкости C_{ac}. Индуктивные сопротивления контуров и емкостное сопротивление

связи обеспечивают выполнение баланса фаз в получившейся трехточке (рис. 5.11,*б*). Самовозбуждение возможно только на частотах, где эквивалентное сопротивление кварца индуктивное, на других частотах колебания в генераторе срываются.

Возможно также включение кварцевого резонатора между сеткой и анодом, но при этом для обеспечения баланса фаз контур в анодной цепи должен носить емкостный характер, что достигается его настройкой на частоту несколько меньшую, чем частота кварца.

В первой из рассмотренных схем анодный контур может быть вообще заменен индуктивностью, а во второй — емкостью или активным сопротивлением (емкостный характер анодной нагрузки при этом сохраняется благодаря емкости $C_{ак}$).

В осцилляторных схемах необходимость расстройки анодного контура относительно резонансной частоты приводит к снижению коэффициента полезного действия генератора.

В прецизионной аппаратуре можно применять специальные мостиковые схемы кварцевых генераторов, которые позволяют получить весьма малые коэффициенты относительной нестабильности (до 10^{-7} — 10^{-8}). Дальнейшее повышение стабильности кварцевых генераторов возможно при помещении их в термостаты.

К недостаткам кварцевых генераторов относится невозможность плавной перестройки по частоте и сравнительно ограниченный диапазон генерируемых частот, определяемый геометрическими размерами пластин. Верхним пределом считается частота 30 МГц (толщина пластины порядка 0,3 мм).

В схемах промышленной электроники часто используют то обстоятельство, что колебания кварцевых генераторов позволяют выделить большое количество высших гармоник (до 100—150 и более), стабильность которых, естественно, соответствует стабильности основной частоты. Для расширения частотных пределов широко применяют схемы с многократным умножением и делением частоты.

Генераторы с внешним возбуждением являются резонансными усилителями мощности, так как в качестве нагрузки у них включен колебательный контур. Переменное напряжение поступает от предыдущего каскада. В зависимости от соотношения сеточного смещения и входного напряжения генераторы с внешним возбуждением могут работать при различных углах отсечки θ и анодный ток может быть непрерывным (колебания первого рода) или иметь форму импульсов (колебания второго рода).

Для генераторов с внешним возбуждением, обеспечивающих в ряде случаев очень большие выходные мощности, большой интерес представляют *энергетические показатели*. К ним относятся полезная (колебательная) мощность P_1, мощность, потребляемая от источников питания, P_0 и коэффициент полезного действия (к. п. д.) η.

Мощность, потребляемая генератором,

$$P_0 = E_а I_{а0}, \tag{5.12}$$

где $E_а$ — напряжение анодного питания; $I_{а0}$ — постоянная составляющая анодного тока.

В режиме колебаний первого рода полезная мощность определяется переменной составляющей анодного тока

$$P_1 = \frac{U_{am} I_{am}}{2}, \qquad (5.13)$$

где U_{am} — амплитуда напряжения на контуре; I_{am} — амплитуда переменной составляющей анодного тока.

Остальная часть мощности источника анодного напряжения расходуется на нагрев анода лампы. В этом случае к. п. д.

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{U_{am} I_{am}}{2E_a I_{a0}} \qquad (5.14)$$

не может быть больше 50%, так как $U_{am} < E_a$, а $I_{am} < I_{a0}$.

В режиме колебаний второго рода полезная мощность определяется первой гармоникой анодного тока, на которую настроен колебательный контур:

$$P_1 = \frac{U_{1am} I_{1am}}{2}. \qquad (5.15)$$

Поскольку в этом случае анодный ток носит импульсный характер, амплитуда первой гармоники может быть значительно больше постоянной составляющей и к. п. д. может превышать 50%.

Расчеты показывают, что наибольшая колебательная мощность получается при оптимальном эквивалентном сопротивлении колебательного контура:

$$R_{\text{экв. опт}} = \frac{U_{\text{а кр}\,m}}{I_{1am}}, \qquad (5.16)$$

где $U_{\text{а кр}m}$ — переменное напряжение, соответствующее так называемому критическому режиму.

В критическом режиме импульсы анодного тока по форме близки к синусоидальным, а к. п. д. получается достаточно большим.

При меньших сопротивлениях колебательного контура имеет место недонапряженный режим, при котором форма импульса анодного тока синусоидальна, но к.п. д. заметно уменьшается. При сопротивлениях колебательного контура, превышающих оптимальное, форма импульсов анодного тока ухудшается, в них появляется провал. К. п. д. генератора в таком режиме, который называется перенапряженным, несколько больше, чем в критическом. Обычно генераторы с внешним возбуждением работают в режиме, близком к критическому.

Если невозможно получить необходимую мощность от одной лампы, в генераторах с внешним возбуждением применяют параллельное или последовательное включение нескольких одинаковых ламп. На рис. 5.12 показана схема с параллельным включением двух ламп. Поскольку цепи питания и нагрузка (колебательный контур) являются общими для обеих ламп, ток первой гармоники и полезная мощность в критическом режиме получаются вдвое больше, чем в схеме с одной лампой. Оптимальное эквивалентное сопротивление контура в соответствии с

(5.16) в этой схеме должно быть вдвое меньше, чем с одной лампой. Последнее удобно при работе на коротких волнах, так как при малых емкостях и индуктивностях контуров трудно обеспечить большое эквивалентное сопротивление. Поскольку с уменьшением эквивалентного сопротивления пропорционально возрастает потребляемая мощность, к. п. д. такой схемы остается таким же, как и в схемах на одной лампе. Для схемы с параллельным включением ламп очень важно, чтобы не только сами лампы имели одинаковые параметры, но и весь монтаж должен быть симметричным. В противном случае наличие фазовых сдвигов на входах ламп приводит к заметному уменьшению полезной мощности.

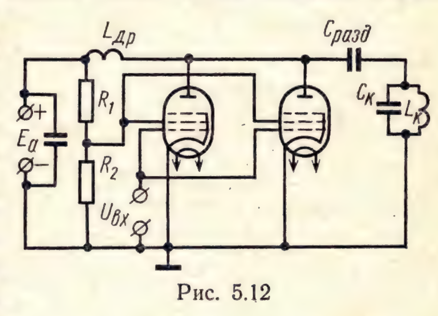


Рис. 5.12

Хорошие результаты дают двухтактные схемы, которые применительно к усилителям мощности низкой частоты были рассмотрены в § 4.5. В генераторах с внешним возбуждением, построенных по двухтактной схеме, в качестве нагрузки используется резонансный контур, что и является их основным отличием от усилителей мощности низкой частоты. Такие схемы обладают рядом преимуществ по сравнению с параллельным включением ламп, но требуют вдвое большего эквивалентного сопротивления контура по сравнению со схемой на одной лампе.

На практике встречаются также двухтактные схемы, в которых для дальнейшего повышения полезной мощности в каждом плече включаются по две лампы параллельно.

Генераторы с внешним возбуждением могут быть собраны и на транзисторах. Обычно применяется схема с общим эмиттером, так как она обеспечивает максимальный коэффициент усиления по мощности (см. § 4.1).

Чтобы уменьшить шунтирующее влияние низкого сопротивления транзистора на контур, широко используют неполное (автотрансформаторное) включение контура.

§ 5.2. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ НА *RC*

Рассмотренные в предыдущем параграфе генераторы гармонических колебаний на LC успешно применяют в области высоких и сверхвысоких частот. Однако уже в области звуковых частот их использование затруднено, а на более низких частотах практически невозможно. Действительно, для получения низких частот колебательный контур должен состоять из конденсатора большой емкости и катушки большой индуктивности. Нетрудно, например, подсчитать (по формуле 2.9), что для получения частоты $f = 20$ Гц при емкости $C = 2$ мкФ необходима индуктивность $L \approx 30$ Г.

В таких случаях следовало бы применять бумажный или слюдяной конденсатор и катушку индуктивности со стальным сердечником. Наличие же ферромагнитного сердечника обусловливает зависимость величины индуктивности от тока, проходящего через катушку, т. е. индуктивность становится нелинейным элементом. Это привело бы к резкому увеличению коэффициента нелинейных искажений, достигающему 5—10%.

Плавное перекрытие диапазона частот при столь больших значениях емкостей и индуктивностей осуществляется с большим трудом. Наиболее целесообразным здесь может оказаться сочетание магазина емкостей, состоящего из фиксированных конденсаторов и переменного конденсатора с воздушным диэлектриком.

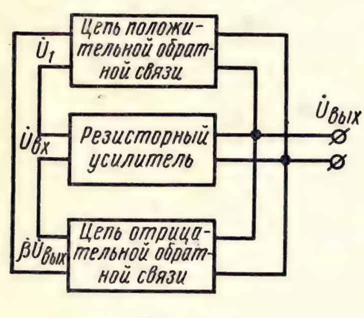


Рис. 5.13

Колебательный контур генератора обладает невысоким качеством вследствие низкой частоты, большого активного сопротивления провода катушки и значительных потерь в ферромагнитном сердечнике на вихревые токи. Поэтому стабильность частоты колебаний невелика. Кроме того, большие величины конденсаторов и катушек приводят к непомерному увеличению массы и габаритов генератора.

Для генерирования гармонических колебаний низкой частоты в промышленной электронике широко используют генераторы типа RC.

Соблюдение необходимых для работы автогенератора условий баланса амплитуд и баланса фаз возможно не только с помощью колебательных контуров. Избирательные цепи типа RC также позволяют получить требуемые соотношения на определенных частотах. В основу генераторов типа RC положено применение резисторного усилителя с цепями положительной и отрицательной обратной связи (рис. 5.13). Наибольшее затруднение при создании таких генераторов представляет получение цепи положительной обратной связи, при которой условия баланса амплитуд и фаз выполняются только для одной, строго определенной частоты. При одновременном возбуждении нескольких частот генерируемые колебания не будут синусоидальными. В отличие от генераторов типа LC здесь нет резонансного устройства и высшие гармоники не фильтруются. Чтобы свести к минимуму искажения формы синусоидальных колебаний, необходимо обеспечить работу усилителя без отсечки анодного тока, т. е. в пределах линейной части вольт-амперной характеристики электронной лампы или транзистора. В то же время ограничение амплитуды в процессе самовозбуждения колебаний связано с нелинейностью вольт-амперной характеристики. Таким образом, возникает противоречие между требованием неискаженной формы и требованием постоянства амплитуды генерируемых колебаний. Для обеспечения условий генерации гармонических колебаний определенной амплитуды в установившемся режиме исполь-

зуется цепь отрицательной обратной связи. Ее коэффициент $\dot{\beta}_{oc}$ выбирают с таким расчетом, чтобы напряжение на входе усилителя $\dot{U}_{вх}$ было постоянным:

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{U}_{вых} = \text{const}, \tag{5.17}$$

где $\dot{U}_1$ —напряжение на входе за счет цепи положительной обратной связи; $\dot{\beta}_{oc}$ — коэффициент отрицательной обратной связи.

Очевидно, этого можно достичь, если увеличение $\dot{U}_1$ будет сопровождаться соответствующим увеличением коэффициента $\dot{\beta}_{oc}$. Для этой цели в цепь отрицательной обратной связи вводят нелинейный элемент, изменяющий свою величину при изменении протекающего через него тока. При этом усилительный элемент работает в линейном режиме, а выполнение условия баланса амплитуд достигается за счет изменения величины сопротивления нелинейного элемента.

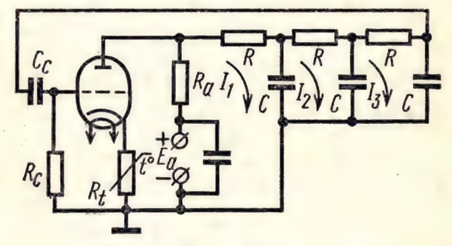


Рис. 5.14

На практике широкое распространение получили две схемы генераторов типа RC—цепочечные и с Г-образным фильтром.

Одна из возможных *цепочечных схем* генератора на электронной лампе приведена на рис. 5.14. Нагрузкой усилителя здесь является активное сопротивление R_a, а положительная обратная связь осуществляется с помощью трехзвенной цепочки RC. Поскольку лампа изменяет фазу на 180°, цепь положительной обратной связи должна обеспечивать дополнительный сдвиг фазы на 180°. Для этой цели необходимо иметь не менее трех звеньев цепочки RC, так как каждое звено может создавать сдвиг фазы $< 90°$.

На основании законов Кирхгофа можно составить систему из трех уравнений, связывающих токи и напряжения в фазосдвигающей цепочке приведенной схемы:

$$\left.\begin{aligned} &\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)\dot{I}_1 - \frac{1}{j\omega C}\dot{I}_2 = \dot{U}_a, \\ &-\frac{1}{j\omega C}\dot{I}_1 + \left(R + \frac{2}{j\omega C}\right)\dot{I}_2 - \frac{1}{j\omega C}\dot{I}_3 = 0, \\ &-\frac{1}{j\omega C}\dot{I}_2 + \left(R + \frac{2}{j\omega C}\right)\dot{I}_3 = 0. \end{aligned}\right\} \tag{5.18}$$

Решая эту систему относительно тока $\dot{I}_3$, получим

$$\dot{I}_3 = -\frac{\dot{U}_a j \omega C}{5(R\omega C)^2 + 1 - j[(R\omega C)^3 - 6R\omega C]}. \tag{5.19}$$

Учитывая, что напряжение обратной связи

$$\dot{U}_{ос} = \dot{I}_з / j\omega C, \tag{5.20}$$

коэффициент положительной связи находится из выражения

$$\dot{\beta}_{пс} = \frac{\dot{U}_{ос}}{\dot{U}_а} = -\frac{1}{5(R\omega C)^2 + 1 - j[(R\omega C)^3 - 6R\omega C]}. \tag{5.21}$$

Для обеспечения сдвига фазы на 180° коэффициент положительной обратной связи $\dot{\beta}_{пс}$ должен быть действительной отрицательной величиной, т. е. мнимая часть выражения (5.21) должна равняться нулю. Это возможно при условии

$$(R\omega C)^3 - 6R\omega C = 0, \tag{5.22}$$

откуда определяется частота, на которой возможна генерация в данной схеме

$$\omega = \sqrt{6}/RC. \tag{5.23}$$

Модуль коэффициента обратной связи можно найти, подставив значение ω в выражение 5.21:

$$\beta_{пс} = \frac{1}{5\left(R\frac{\sqrt{6}}{RC}C\right)^2 - 1} = \frac{1}{29}. \tag{5.24}$$

Следовательно, частота генерации однозначно определяется параметрами цепочки RC, а коэффициент обратной связи является фиксированной величиной. Необходимый для обеспечения генерации коэффициент усиления также определяется полученным выражением, так как в соответствии с (4.68)

$$K > \frac{1}{\beta_{пс}} = 29. \tag{5.25}$$

Подбор сопротивлений R и емкостей C в произведении RC не имеет жестких ограничений, необходимо только обеспечить соотношение $R \gg R_а$, так как в противном случае усиление лампы будет зависеть от величины R.

Отрицательная обратная связь обеспечивается нелинейным сопротивлением R_t в цепи катода.

В принципе транзисторные цепочечные генераторы типа RC не должны отличаться от рассмотренной схемы. Однако практика показала, что генерация в них затруднена или вообще отсутствует в связи с сильным рассогласованием входного и выходного сопротивления каскада на транзисторе. В этом случае целесообразно применять в схеме сдвоенный составной транзистор, обеспечивающий высокое входное сопротивление усилителя (рис. 5.15). Выбор схемы с заземленным эмиттером объясняется лучшим соотношением входного и выходного сопротивлений по сравнению со схемой с заземленной базой и необходимостью получения сдвига фазы на 180°.

Генератор типа RC с Г-образным фильтром представляет двухкаскадный резисторный усилитель (рис. 5.16). Положительная обратная связь осуществляется фильтром $R_1C_1R_2C_2$, а отрицательная — цепочкой R_3R_t.

Необходимый для генерации баланс фаз обеспечивается последовательным сдвигом фазы в каждой лампе на 180°. Цепь положительной обратной связи осуществляет передачу части выходного напряжения на вход без дополнительного сдвига фазы только на одной частоте.

Коэффициент усиления всего усилителя определяется выражением

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}}. \tag{5.26}$$

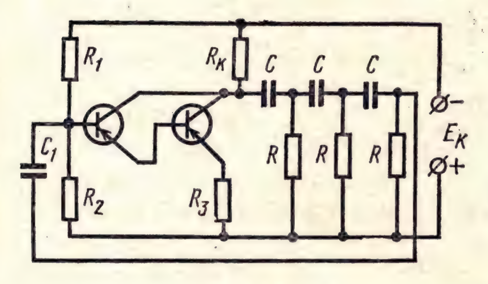


Рис. 5.15

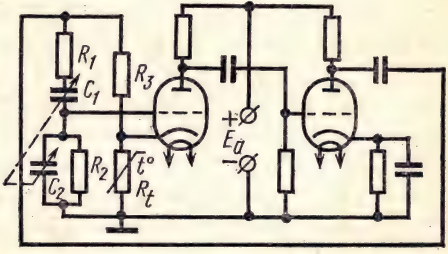


Рис. 5.16

Здесь влияние цепи отрицательной обратной связи уже учтено, так как напряжение $\dot{U}_{вых}$ будет меньше того, которое было бы при отсутствии отрицательной обратной связи. Поэтому можно рассчитывать напряжение на входе без учета влияния отрицательной обратной связи, принимая

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 \quad и \quad \dot{\beta}_{0c}\dot{U}_{вых} = 0. \tag{5.27}$$

Тогда в соответствии со схемой рис. 5.16 получим

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_{вых} \frac{\dfrac{R_2}{1 + j\omega R_2C_2}}{R_1 + \dfrac{1}{j\omega C_1} + \dfrac{R_2}{1 + j\omega R_2C_2}} \tag{5.28}$$

и

$$\dot{K} = \frac{R_1 + \dfrac{1}{j\omega C_1} + \dfrac{R_2}{1 + j\omega R_2C_2}}{\dfrac{R_2}{1 + j\omega R_2C_2}}. \tag{5.29}$$

После несложных преобразований находим

$$\dot{K} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1C_2 - \frac{1}{\omega R_2C_1}\right). \tag{5.30}$$

Для выполнения условия баланса фаз сдвиг фаз между напряжениями $\dot{U}_{вых}$ и $\dot{U}_{вх}$ должен быть равен нулю, при этом коэффициент усиления $\dot{K}$ становится действительной величиной, т. е. мнимая часть выражения (5.30) должна равняться нулю. Это возможно при условии

$$\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} = 0, \qquad (5.31)$$

откуда определяется частота, на которой возможна генерация в данной схеме,

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \qquad (5.32)$$

В реальных схемах автогенераторов выбирают $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ (одинаковые резисторы и сдвоенный переменный конденсатор).

Тогда

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}. \qquad (5.33)$$

Из выражений (5.23) и (5.33) следует, что частота генерируемых колебаний зависит от первой степени емкости C. Применяя блок переменных конденсаторов с перекрытием (отношением максимальной емкости к минимальной) порядка десяти, можно получить также десятикратное перекрытие диапазона по частоте. Дополнительным изменением сопротивления R (обычно в 10^n раз) можно расширить частотный диапазон генерируемых колебаний до необходимых пределов.

Следует напомнить, что в генераторах типа LC для десятикратного перекрытия диапазона понадобился бы блок переменных конденсаторов с перекрытием, равным 100 (так как частота обратно пропорциональна квадратному корню из емкости). Практически выполнить такой конденсатор невозможно.

Роль цепочки отрицательной обратной связи заключается в поддержании постоянной амплитуды генерируемых колебаний без захода в нелинейную область вольт-амперной характеристики, что неизбежно привело бы к искажению формы колебаний. При прохождении переменной составляющей анодного тока через сопротивление R_t (см. рис. 5.16) на нем создается падение напряжения, совпадающее по фазе с током. К сетке это напряжение приложено в противофазе с напряжением положительной обратной связи. При увеличении напряжения $\dot{U}_{вых}$ возрастает ток, протекающий через нелинейный резистор R_t, что приводит к увеличению его сопротивления (здесь применяются болометры и лампочки накаливания, которые, как известно, обладают положительным температурным коэффициентом).

Коэффициент отрицательной обратной связи в этой схеме определяется выражением

$$\beta_{ос} = \frac{R_t}{R_3 + R_t}. \qquad (5.34)$$

Поскольку сопротивление резистора R_3 не изменяется, увеличение сопротивления R_t приводит к соответствующему увеличению коэффициента отрицательной обратной связи, а следовательно, к уменьшению $\dot{U}_{вх}$ и связанного с ним $\dot{U}_{вых}$. Таким образом, ограничение амплитуды генерируемых колебаний достигается не за счет снижения средней крутизны $S_{ср}$ и коэффициента усиления $\dot{K}$ при увеличении амплитуды колебаний, как это имеет место в генераторах типа LC, а за счет уменьшения суммарного коэффициента обратной связи. Одновременно получается автоматическое регулирование амплитуды колебаний на определенном уровне.

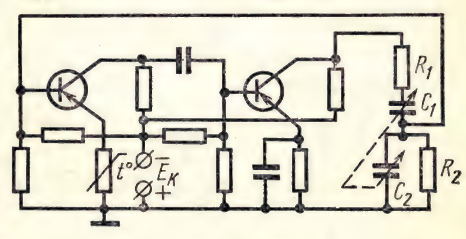


Рис. 5.17

Существенно отметить, что благодаря тепловой инерции сопротивление R_t при изменении протекающего тока изменяется медленно. Поэтому в пределах одного периода генерируемых колебаний эта величина является практически постоянной и не вносит нелинейных искажений.

Транзисторные генераторы типа RC с Г-образным фильтром строятся по аналогичным схемам (рис. 5.17).

Частота RC генераторов мало зависит от режима работы усилителя и связана только с фазовыми сдвигами вследствие изменения среднего внутреннего сопротивления и динамической емкости активного элемента. Изменение сопротивлений и емкостей схемы, не входящих в цепь обратной связи, также вызывает уход частоты, но, практически, это не играет существенной роли. Поэтому стабильность генерируемой частоты определяется в основном постоянством величин R и C цепи обратной связи. К их качеству предъявляются жесткие требования, особенно необходима малая зависимость от температуры. Кроме того, конденсаторы должны обладать высоким сопротивлением изоляции (малой утечкой), так как шунтирующее действие утечки влияет на фазовые соотношения, особенно в области очень низких частот.

Для обеспечения правильного режима, генераторы типа RC должны нагружаться на большое внешнее сопротивление. Поэтому генераторы этого типа, как правило, маломощные. Для получения значительной мощности используют дополнительное усиление колебаний.

Большим недостатком генераторов типа RC является также значительный коэффициент нелинейных искажений. В процессе эксплуатации режим работы генератора несколько нарушается, что приводит к увеличению коэффициента нелинейных искажений до 4—5% и более.

Менее существенным недостатком этих генераторов является большое время установления стационарной амплитуды колебаний, особенно на самых низких частотах.

В схемах промышленной электроники генераторы типа RC используют в широком диапазоне частот от тысячных долей герца до единиц мегагерц.

§ 5.3. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Интегральные микросхемы генераторов относятся к группе аналоговых. В зависимости от функционального назначения они подразделяются на генераторы синусоидальных колебаний (ГС) и генераторы сигналов специальной формы (ГФ).

Типовые интегральные схемы генераторов синусоидальных колебаний выпускают всего нескольких модификаций.

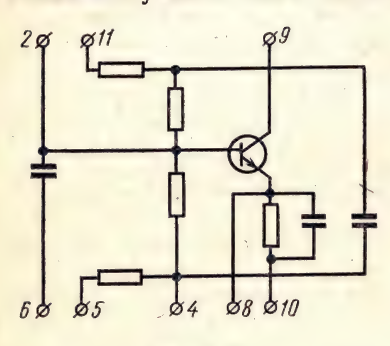


Рис. 5.18

В качестве примера можно указать схему генератора 2ГС191. Она представляет гибридную схему на одном транзисторе (рис. 5.18). Схема построена таким образом, что при подключении колебательного контура на ее основе может быть построен генератор по емкостной или индуктивной трехточечной схеме (ср. рис. 5.10,*а* и *б*). Основным назначением интегральной схемы является работа в составе кварцевого генератора на частотах порядка десятков мегагерц.

При напряжении источника питания 5 В ± 10% потребляемая мощность не превышает 15 мВт. При этом обеспечивается выходное напряжение не менее 130 мВ.

Схема обладает высокой стабильностью. При изменении напряжения источника питания в указанных пределах гарантируется относительная нестабильность частоты $\pm 2 \cdot 10^{-6}$. При изменении температуры в пределах (—60) ÷ (+25)°С и (+25) ÷ (+70)°С относительная нестабильность частоты не превышает $\pm 5 \cdot 10^{-6}$.

Контрольные вопросы

1. В каких областях радиоэлектроники применяют генераторы гармонических колебаний?
2. Какой основной принцип используется в электрических генераторах для создания гармонических колебаний?
3. Поясните физическую картину установления колебаний в автогенераторе.
4. Какие условия должны выполняться в автогенераторе для поддержания незатухающих колебаний?
5. Что называют колебательной характеристикой и линией обратной связи автогенератора?
6. Чем отличаются мягкий и жесткий режимы самовозбуждения?
7. Какие схемы цепей обратной связи применяют в автогенераторах?
8. Поясните принцип работы автогенератора, построенного по трехточечной схеме.
9. Чем отличаются схемы последовательного и параллельного питания автогенераторов?
10. В чем заключаются схемные отличия транзисторных автогенераторов от ламповых?
11. Какими параметрами характеризуется стабильность частоты генератора?

12. Какие основные факторы влияют на стабильность частоты генератора?
13. Как осуществляется кварцевая стабилизация частоты?
14. Какими энергетическими показателями характеризуется работа генераторов?
15. В каких режимах могут работать генераторы с внешним возбуждением?
16. Почему генераторы типа LC нецелесообразно использовать на низких частотах?
17. Какой принцип положен в основу построения генераторов типа RC?
18. Какие требования предъявляют к цепи положительной обратной связи в генераторе типа RC?
19. Для чего в генераторах типа RC применяют цепь отрицательной обратной связи и какими свойствами она должна обладать?
20. Какие основные схемы генераторов типа RC применяют на практике?
21. Как работает цепочечная схема генератора типа RC?
22. Выведите основное выражение для частоты колебаний генератора типа RC с Г-образным фильтром.
23. Перечислите основные преимущества и недостатки генераторов типа RC.

ГЛАВА VI

ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

§ 6.1. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ

В ряде областей современной радиоэлектроники (телевидение, электронно-вычислительная техника, радиолокация, радионавигация и др.) широко используют работу аппаратуры в импульсном режиме, когда напряжения и токи действуют в течение весьма коротких промежутков времени.

Электрическим импульсом называют напряжение или ток, отличающиеся от постоянного уровня в течение короткого промежутка времени.

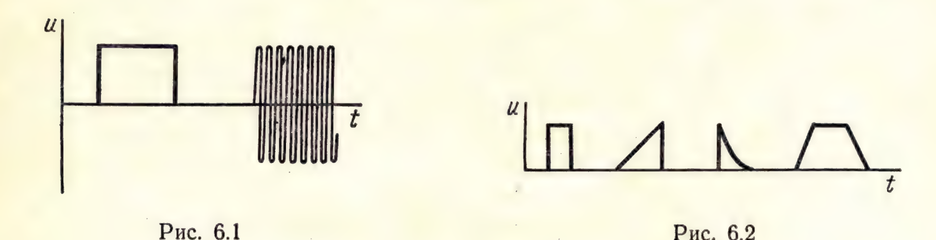


Рис. 6.1 Рис. 6.2

мени. В промежутках между импульсами напряжение (ток) отсутствует. Принято различать *видеоимпульсы* — кратковременное напряжение (ток) одного направления и *радиоимпульсы* — кратковременное высокочастотное синусоидальное напряжение (рис. 6.1). Радиоимпульсы можно рассматривать как высокочастотные синусоидальные колебания, модулированные видеоимпульсами. По форме импульсы могут быть весьма разнообразны. Наиболее часто используют импульсы прямоугольной, пилообразной, экспоненциальной и трапецеидальной формы (рис. 6.2).

Основными параметрами, характеризующими импульс, являются его амплитуда $U_и$, длительность $t_и$ и длительность фронта и спада (заднего фронта) $t_ф t_с$. Поскольку форма реального импульса отличается от идеальной, при определении длительности импульса и его частей условливаются об уровне, на котором эти длительности измеряются. Чаще всего общую длительность импульса измеряют на уровне 0,5 его амплитудного значения (иногда 0,1), а длительность фронта и спада — между уровнями 0,1 и 0,9 амплитудного значения (рис. 6.3).

Периодическая последовательность импульсов дополнительно характеризуется периодом следования $T_и$ или обратной величиной — частотой следования $F_и$ и скважностью q — отношением периода следования к длительности импульса

$$q = T_и/t_и. \qquad (6.1)$$

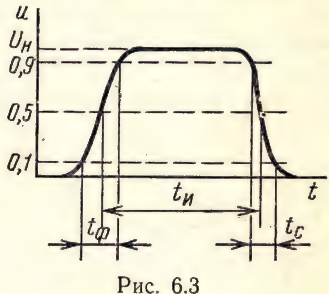


Рис. 6.3

Как известно, любой периодический процесс с частотой Ω, включая и импульсный, можно представить в виде ряда Фурье — суммы гармонических составляющих, имеющих различные частоты, амплитуды и начальные фазы:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega t + \varphi_n), \qquad (6.2)$$

где A_0 — постоянная составляющая; A_n, φ_n — амплитуда и начальная фаза гармонической составляющей.

Последовательный ряд амплитуд A_n называют *спектром амплитуд*. Совокупность начальных фаз гармонических колебаний φ_n называют *спектром фаз*. Выражение (6.2) показывает, что оба спектра периодического процесса являются дискретными. На практике в подавляющем большинстве случаев интерес представляет только амплитудный спектр и именно его подразумевают, говоря о спектре или спектральном составе того или иного колебания.

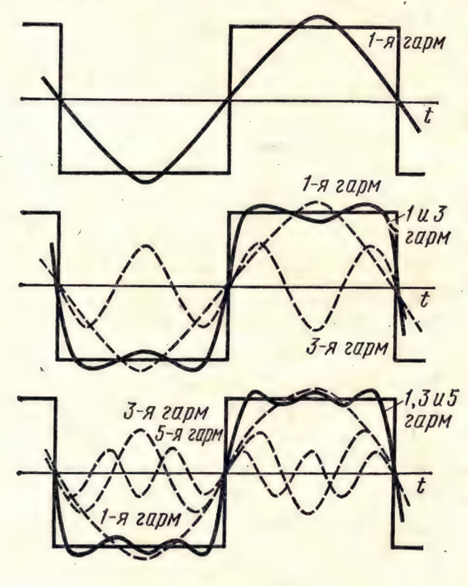


Рис. 6.4

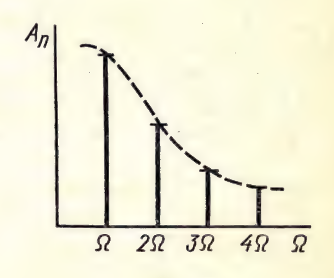


Рис. 6.5

Нетрудно показать на простейшем примере, как сложение всех трех гармонических составляющих образует периодическую последовательность импульсов со скважностью $q = 2$, по форме близких к прямоугольным (рис. 6.4). При увеличении числа гармонических составляющих форма импульса будет улучшаться.

Графически спектр принято изображать вертикальными линиями в координатах частота — амплитуда (рис. 6.5). Положение линии на оси частот определяется частотой $n\Omega$ каждой составляющей спектра, а ее высота — амплитудой. Расстояние между спектральными составляющими равно частоте процесса (например, частоте следования импульсов.)

При уменьшении частоты следования импульсов спектральные составляющие будут сближаться и для одиночного импульса ($T_и \to \infty$,

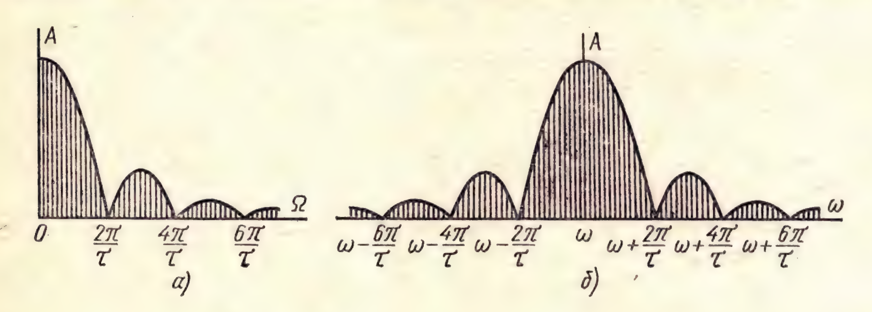


Рис. 6.6

$\Omega_и \to 0$) спектр преобразуется из дискретного в сплошной. Математически это выражается переходом от ряда Фурье к интегралу Фурье:

$$f(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty A_n \cos \Omega t \, dt. \qquad (6.3)$$

На рис. 6.6,*а* изображен спектр одиночного прямоугольного видеоимпульса (плотная штриховка должна расцениваться как сплошное заполнение). На рис.6.6,*б* представлен спектр одиночного радиоимпульса той же формы, расположенный симметрично относительно высокой частоты заполнения ω. Сдвиг частоты как линейная операция заключается лишь в переносе спектра по оси частот.

В импульсной технике импульсы прямоугольной формы играют особую роль. Это объясняется не только широким применением на практике импульсов приближенно прямоугольной формы, но главным образом тем обстоятельством, что по реакции линейной цепи на воздействие прямоугольного импульса можно судить о ее реакции на импульсы любой другой формы.

Теоретически спектр прямоугольного импульса является бесконечно широким, поскольку скачки на фронте и спаде импульса происходят за бесконечно малое время. Однако относительные величины амплитуд гармонических составляющих быстро убывают с увеличением частоты. Поэтому на практике под шириной спектра прямоугольного импульса понимают область существенных амплитуд. Чем шире принята эта область, тем больше форма импульса приближается к прямоугольной.

В импульсных схемах важную роль играет *преобразование формы* импульсных напряжений и токов, которое осуществляется специальными цепями и *устройствами формирования импульсов*. В большинстве случаев в них используют переходные процессы в линейных электрических цепях.

Напомним, что в электрической цепи может иметь место стационарный режим, при котором напряжения и токи постоянны во времени.

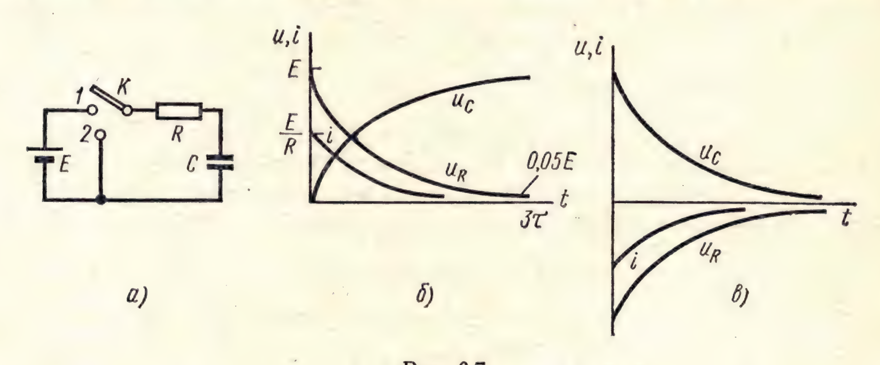


Рис. 6.7

При этом в реактивных элементах цепи (емкостях и индуктивностях) имеется определенный запас электрической энергии. Переход из одного стационарного состояния в другое при изменении питающих напряжений или нагрузки называют переходным процессом. При переходном процессе осуществляется перераспределение энергии и поэтому он не может происходить мгновенно, так как запас энергии не изменяется скачком. Последнее вытекает из того простого соображения, что при мгновенном ($\Delta t = 0$) изменении энергии ΔW в цепи потреблялась бы бесконечно большая мощность P, так как

$$P = \Delta W/\Delta t = \Delta W/0 = \infty . \qquad (6.4)$$

Поэтому напряжение на емкости и ток в индуктивности, которыми определяется их энергия, не могут изменяться мгновенно.

В то же время при рассмотрении переходных процессов в электрических цепях для упрощения анализа обычно считают, что электрическая величина (напряжение или ток), воздействующая на цепь, изменяется скачком (так называемая «функция включения»).

Существенно отметить, что при подаче на любую линейную цепь синусоидального напряжения может происходить изменение его амплитуды и фазы, но форма напряжения сохраняется. При подаче несинусоидального, в частности импульсного, напряжения его форма, как правило, изменяется. Это объясняется тем, что имеющиеся в данном напряжении частотные составляющие изменяются цепью неодинаково. Изменение формы импульсного напряжения и используется в цепях формирования для получения импульсов заданной формы, амплитуды и

длительности из имеющегося импульсного или амплитудного напряжения.

Начнем рассмотрение устройств формирования импульсов с простейших цепей, состоящих из активного сопротивления и емкости (рис. 6.7,*а*). Если на такую цепь скачком подано напряжение (ключ переведен в положение *1*), то конденсатор начнет заряжаться по экспоненциальному закону:

$$u_c = E\left(1 - e^{-t/\tau}\right), \tag{6.5}$$

где E — поданное напряжение; $\tau = RC$ — постоянная времени цепи RC.

Напряжение на активном сопротивлении u_R в начальный момент будет равно E, а затем начнет уменьшаться также по экспоненциальному закону, так как сумма напряжений на емкости и активном сопротивлении в любой момент равняется поданному напряжению:

$$u_R = E - u_C = E\,e^{-t/\tau}. \tag{6.6}$$

Теоретически такой процесс длится бесконечно долго, но на практике считают процесс установившимся, когда разность между изменяющейся величиной и пределом, к которому она стремится, не превышает 5% от полного изменения. Нетрудно показать, что такое значение достигается за промежуток времени $t = 3\tau$. Ток в такой цепи имеет максимальное значение в первый момент, а затем уменьшается пропорционально напряжению на активном сопротивлении. На рис. 6.7,*б* приведены соответствующие кривые.

При разряде конденсатора (ключ переведен в положение *2*) происходит обратный процесс, при котором напряжение на емкости уменьшается по экспоненциальному закону:

$$u_c = E\,e^{-t/\tau}. \tag{6.7}$$

В линейных цепях постоянные времени заряда и разряда конденсатора одинаковы. Напряжение на активном сопротивлении в первый момент скачком достигает значения напряжения на конденсаторе с обратным знаком. По мере разряда конденсатора это напряжение и соответствующий ему ток уменьшаются по экспоненциальному закону (рис. 6.7,*в*).

Скорость протекания переходного процесса определяется как производная изменяющейся величины по времени. Например, продифференцировав выражение 6.5 для u_c, получим

$$v = du_c/dt = E e^{-t/\tau}/\tau. \tag{6.8}$$

Следовательно, скорость процесса будет тем больше, чем больше приложенное напряжение и чем меньше постоянная времени τ. Максимальное значение скорость будет иметь в начальный момент ($t = 0$), когда множитель $e^{-t/\tau}$ равен единице.

Действие прямоугольного импульса с амплитудой $U_и$ и длительностью $t_и$ на цепь RC можно рассматривать как включение постоян-

ного напряжения $U_и$ и его отключение через промежуток времени $t_и$ с замыканием цепи со стороны входа. В соответствии с характером таких переходных процессов напряжения на емкости и активном сопротивлении уже не будут повторять форму входного прямоугольного импульса (рис. 6.8,*а*). Если постоянная времени цепи значительно превышает длительность импульса ($\tau \gg t_и$), конденсатор за время действия импульса заряжается до небольшого напряжения, завал плоской вершины импульса на активном сопротивлении получается незначительным и можно считать, что такая цепь передает прямоугольные импульсы без существенных искажений (рис. 6.8,*б*).

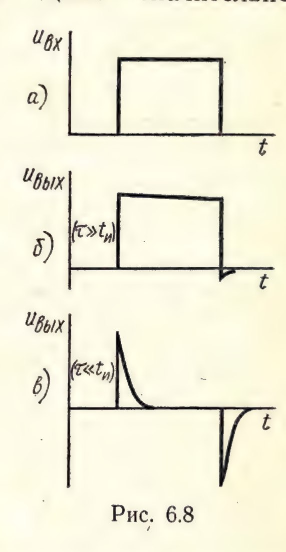


Рис. 6.8

Если же импульс действует на цепь, обладающую малой постоянной времени ($\tau \ll t_и$), заряд конденсатора протекает быстро и практически заканчивается задолго до окончания импульса (рис. 6.8,*в*). Напряжение на активном сопротивлении, достигнув в первый момент скачком напряжения $U_и$, также быстро убывает практически до нуля. После окончания импульса конденсатор быстро разряжается, а напряжение на активном сопротивлении достигает в момент окончания импульса напряжения $-U_и$ и затем также быстро убывает до нуля. Таким образом, на активном сопротивлении прямоугольный импульс преобразуется в два остроконечных импульса. Такая цепь носит название *дифференцирующей*, так как напряжение на ее выходе примерно пропорционально производной входного напряжения по времени. Действительно,

$$u_{вых} = u_R = iR = C\frac{du_C}{dt}R. \qquad (6.9)$$

В связи с тем что для дифференцирующей цепи $u_c \approx u_{вх}$, можно записать

$$u_{вых} \approx C\frac{du_{вх}}{dt}R = \tau\frac{du_{вх}}{dt}. \qquad (6.10)$$

Длительность получающихся остроконечных (дифференцированных) импульсов, определяемая на уровне 0,5 амплитудного значения, может быть найдена как промежуток времени t', в течение которого напряжение на активном сопротивлении уменьшится до значения 0,5 $U_и$. Например, приравняв в выражении (6.6) $u_R = 0{,}5\,E$, получим $t' \approx 0{,}7\tau$.

Следовательно, с уменьшением постоянной времени цепи выходные импульсы укорачиваются. Однако в практических схемах уменьшение длительности дифференцированных импульсов ограничивается тем обстоятельством, что реальный импульс не обладает идеальной прямо-

угольной формой и его фронт и спад имеют конечную величину. За время нарастания и спада входного импульса дифференцирование не имеет места ($t_ф \approx t_с \ll \tau$). Фактически заряд конденсатора, а следовательно, и процесс дифференцирования начинается, когда напряжение на входе достигнет $U_и$. За время же действия фронта импульса конденсатор не успевает существенно зарядиться, и напряжение на выходе повторяет напряжение на входе. Фронт дифференцированного импульса оказывается равным фронту входного импульса и добавляется к его расчетной длительности. Аналогичное наблюдается и во время действия спада входного импульса. Поэтому уменьшение постоянной времени цепи ограничивается длительностью фронта импульса. Дальнейшее ее уменьшение будет приводить лишь к уменьшению амплитуды выходного импульса.

На работу дифференцирующей цепи большое влияние оказывают паразитные параметры, всегда имеющие место в реальных схемах. Наиболее существенны из них внутреннее сопротивление генератора (источника импульсов) и паразитные емкости. Наличие внутреннего сопротивления генератора R_i, которое включено в цепь последовательно с активным сопротивлением R, приводит к увеличению постоянной времени цепи $[\tau' = (R + R_i)C]$, что увеличивает длительность выходного импульса и уменьшает его амплитуду, так как часть напряжения падает на R_i. Паразитные емкости C_0, оказывающиеся включенными параллельно активному сопротивлению R, вызывают растягивание фронта выходного импульса, так как напряжение на емкости не может изменяться скачком. Уменьшается и амплитуда выходного импульса, так как перепад входного напряжения делится между емкостями C и C_0.

В импульсных схемах дифференцирующие цепи (иногда их называют обостряющими) используют очень широко. В частности, они удобны для формирования импульсов запуска, так как быстро заканчивающийся остроконечный импульс запускает схему, не влияя на ее дальнейшую работу.

До сих пор мы считали выходным напряжение на активном сопротивлении. Но в цепи RC напряжение можно снимать и с емкости. При малых постоянных цепи ($\tau << t_и$) это напряжение практически повторяет форму входного напряжения, так как конденсатор успевает практически полностью зарядиться за время, составляющее малую часть длительности импульса. Если же импульс действует на цепь с большой постоянной времени ($\tau >> t_и$), в момент поступления импульса на вход все входное напряжение оказывается приложенным к активному сопротивлению, а напряжение на емкости медленно нарастает (6.5). К моменту окончания импульса напряжение на емкости не успевает достигнуть величины приложенного напряжения $U_и$. После окончания импульса конденсатор также медленно разряжается. Если придерживаться принятого критерия окончания переходного процесса, то нужно считать, что длительность выходного импульса после окончания импульса на входе будет равна 3τ (рис. 6.9). Таким образом, на емкостном выходе цепи будут выделяться растянутые импульсы, имеющие форму экспоненциальной пилы.

Такая удлиняющая цепь носит название *интегрирующей*, так как напряжение на ее выходе примерно пропорционально интегралу входного напряжения. Действительно, если учесть, что $\tau \gg t_и$, то можно считать, что ток заряда пропорционален входному напряжению, и приращение напряжения на конденсаторе запишется так:

$$du_{вых} = \frac{dq}{C} = \frac{i\,dt}{C} \approx \frac{u_{вх}\,dt}{RC} = \frac{u_{вх}}{\tau}\,dt, \tag{6.11}$$

где q —заряд конденсатора.

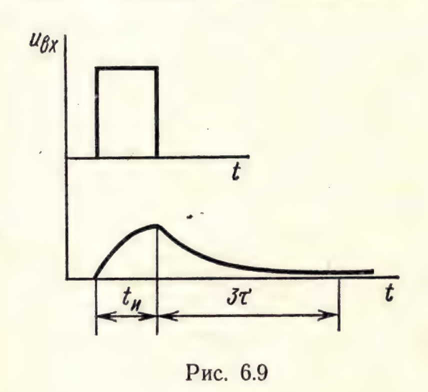


Рис. 6.9

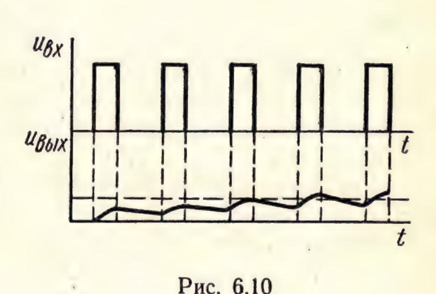


Рис. 6.10

Тогда

$$u_{вых} \approx \int_0^t du_{вых} = \frac{1}{\tau}\int_0^t u_{вх}\,dt. \tag{6.12}$$

К моменту окончания импульса напряжение на конденсаторе достигает значения:

$$u_{вых} = \frac{1}{\tau}\int_0^{t_и} U_и\,dt = \frac{U_и}{\tau}\,t_и \tag{6.13}$$

и, следовательно, оказывается меньше амплитуды импульса в соотношении $t_и/\tau$.

Интересно рассмотреть воздействие на такую интегрирующую цепь периодической последовательности импульсов (рис. 6.10). Для большей наглядности будем считать, что постоянная времени цепи τ значительно превышает не только длительность импульсов $t_и$, но и их период следования $T_и$. После окончания первого импульса напряжение на конденсаторе достигнет значения $\frac{U_и t_и}{\tau} \ll U_и$. В промежутке между импульсами конденсатор будет разряжаться, но под действием начального напряжения разряда, которое значительно меньше начального напряжения заряда. Поэтому разряд происходит медленнее, а так как

постоянная времени цепи больше длительности разряда ($\tau \gg T_и - t_и$), на конденсаторе к приходу второго импульса останется напряжение, которое легко рассчитать с помощью выражений (6.13) и (6.7). Во время второго импульса конденсатор вновь заряжается, но уже под действием меньшего напряжения, равного разности между амплитудой импульса и напряжением, оставшимся на конденсаторе. В промежутке между вторым и третьим импульсом разряд конденсатора происходит под действием большего напряжения, чем между первым и вторым, так как напряжение на конденсаторе возросло. Очевидно, что с каждым следующим импульсом конденсатор будет получать все меньший и меньший заряд, а в промежутках между импульсами разряжаться все больше и больше.

В результате наступает момент, когда количество электричества, получаемое конденсатором во время действия импульса, оказывается равным количеству электричества, теряемому при разряде. Наступает стационарный процесс, при котором напряжение на конденсаторе остается примерно постоянным, медленно меняясь около среднего значения U_0.

Определить величину этого напряжения можно из следующих соображений. Энергия, приобретаемая конденсатором за время заряда,

$$q_з = i_з t_и = \frac{U_и - U_0}{R} t_и. \qquad (6.14)$$

Энергия, теряемая при разряде,

$$q_р = i_р (T_и - t_и) \approx i_р T_и = \frac{U_0}{R} T_и. \qquad (6.15)$$

Приравняв выражения (6.14) и (6.15), получим

$$U_0 = U_и \frac{t_и}{T_и} = \frac{U_и}{q}, \qquad (6.16)$$

где q — скважность периодической последовательности импульсов (не путать с количеством электричества!).

Следовательно, напряжение на конденсаторе будет равно среднему значению напряжения периодической последовательности импульсов, т. е. его постоянной составляющей. Физически это легко объяснить, исходя из того, что в напряжении последовательности импульсов имеется постоянная составляющая, ток которой емкость не пропускает. Следовательно, напряжение постоянной составляющей должно выделяться на конденсаторе.

Математические выражения (6.14)—(6.16) были выведены без учета соотношения $\tau \gg T_и$, поэтому они остаются в силе и при меньших постоянных времени, только достижение стационарного состояния будет происходить в этом случае медленнее.

Следует предупредить, что при $\tau \ll t_и$, когда конденсатор успевает практически полностью заряжаться за время действия импульсов и полностью разряжаться в промежутках между ними, описанный про-

цесс не имеет места, так как в этом случае цепь не является интегрирующей.

Паразитные параметры теоретически оказывают влияние на работу интегрирующей цепи, но, учитывая большую постоянную времени, а следовательно, большие значения параметров R и C, это влияние играет гораздо меньшую роль, чем в дифференцирующих цепях.

В курсе «Теоретические основы электротехники» рассматривались процессы в цепях с распределенными параметрами, к которым относятся так называемые длинные линии. Напомним, что в длинной линии, длина которой l соизмерима с длиной волны λ распространяющихся по ней колебаний, напряжения и токи в различных сечениях в один и тот же момент времени будут иметь разные значения.

Волне напряжения, распространяющейся вдоль линии, линия оказывает активное сопротивление, величину которого можно найти из равенства запасенной энергии в погонных (приходящихся на единицу длины) индуктивности L_1 и емкости C_1:

$$\frac{L_1 i^2}{2} = \frac{C_1 u^2}{2}, \qquad (6.17)$$

где i и u — мгновенные значения тока и напряжения в линии.

Тогда активное сопротивление линии, называемое ее *волновым сопротивлением*,

$$\rho = u/i = \sqrt{L_1/C_1}. \qquad (6.18)$$

Скорость распространения волны вдоль линии определяется следующим образом. Если на элементарном участке линии длиной dl за время dt произошло изменение напряжения на du и тока на di, то напряжение du будет уравновешиваться э. д. с., индуктируемой в индуктивности рассматриваемого участка линии:

$$L_1 dl \frac{di}{dt} = du. \qquad (6.19)$$

Но отношение du к di равно волновому сопротивлению линии:

$$du/di = \rho = \sqrt{L_1/C_1}. \qquad (6.20)$$

Подставив в выражение 6.19 значение du из выражения (6.20), получим для скорости распространения бегущей волны:

$$v = \frac{dl}{dt} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}. \qquad (6.21)$$

Переходный процесс в длинной линии можно рассматривать так же, как это было ранее сделано для цепей RC. Если на вход линии скачком подано напряжение от генератора с э. д. с. E и внутренним сопротивлением $R_i = \rho$, то длина напряжения будет распространяться вдоль линии в сторону нагрузки со скоростью v. Такую волну называют *падающей*. Э. д. с. E делится поровну между равными внутренним сопротивлением генератора и волновым сопротивлением линии.

Поэтому по линии распространяется падающая волна напряжения с амплитудой $U = E/2$ и падающая волна тока с амплитудой $I = U/\rho = E/2\rho$. Эти волны достигнут нагрузки через промежуток времени $t = l/v$, где l — длина линии.

Если линия нагружена на активное сопротивление, равное ее волновому сопротивлению ($R_н = \rho$), в ней сохраняется тот же режим, называемый *режимом бегущей волны*, при котором вся энергия, распространяющаяся по линии от генератора, поглощается нагрузкой. Переходный процесс заменяется стационарным и по всей линии устанавливается напряжение $U = E/2$ и ток $I = E/2\rho$.

Если *линия разомкнута*, то ток на ее конце должен быть равен нулю. Это возможно при подключении на конце линии другого генератора, который работал бы навстречу падающей волне и развивал э. д. с. с такими же амплитудой и фазой. Такой генератор создал бы волну, распространяющуюся от конца к началу линии и называемую *отраженной* волной. Фактически такого генератора в конце разомкнутой линии, естественно, нет и его роль выполняет индуктированная э. д. с., появляющаяся на конце линии при уменьшении тока падающей волны.

Токи падающей и отраженной волн равны по величине и противоположны по знаку, поэтому результирующий ток равен нулю. В то же время отраженная волна напряжения, складываясь с падающей волной при равных амплитудах и фазах, удваивает напряжение в линии ($U = U_{пад} + U_{отр} = E/2 + E/2 = E$). Переходный процесс закончится через промежуток времени $t = 2l/v$, когда отраженная волна придет к генератору. Поскольку его внутреннее сопротивление равно волновому сопротивлению линии, нового отражения не будет и в линии установится постоянное напряжение $U = E$ и ток, равный нулю.

Если *замкнуть линию на конце*, то напряжение в сечении короткого замыкания будет равно нулю. При этом кроме падающей волны от генератора к нагрузке, роль которой выполняет короткое замыкание ($R_н = 0$), в линии появляется отраженная волна, бегущая от нагрузки к генератору. Поскольку напряжение на конце такой линии равно нулю, амплитуда отраженной волны напряжения равна падающей, а их фазы противоположны. Отраженная волна тока совпадает по фазе с падающей и имеет с ней одинаковую амплитуду. Переходный процесс закончится также через $t = 2l/v$ и в линии установится напряжение, равное нулю, и ток $I = E/\rho$.

Переходные процессы в длинных линиях используются для формирования прямоугольных импульсов, длительность которых пропорциональна длине линии. Если, например, начало разомкнутой линии длиной l, находящейся под напряжением E (стационарный режим), подключить к сопротивлению $R_н = \rho$, то напряжение на ее входе мгновенно упадет до $E/2$ и по линии будет распространяться падающая волна $-E/2$, которая, отразившись от разомкнутого конца, вернется к началу линии. Следовательно, на нагрузке образуется прямоугольный импульс с амплитудой $E/2$ и длительностью $t_и = 2l/v$. Аналогично можно использовать и короткозамкнутую линию.

На практике отрезки длинных линий целесообразно использовать для формирования импульсов только очень малой длительности, порядка единиц наносекунд. Для больших длительностей понадобились бы линии очень большой длины. В этом случае применяют искусственные линии, состоящие из нескольких LC-звеньев с сосредоточенными параметрами (рис. 6.11). Конструктивно такие линии обычно выполняют намоткой нескольких катушек индуктивности на текстолитовый или ферритовый стержень. Конденсаторы одним выводом присоединяются между катушками, а другим — к общему проводу. Чтобы искусственная линия была эквивалентна линии длины l, необходимо, чтобы их полные индуктивности и емкости были равны:

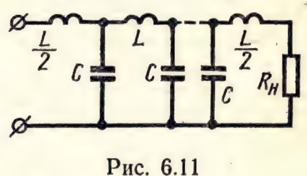


Рис. 6.11

$$Ln = L_1 l \quad \text{и} \quad Cn = C_1 l, \tag{6.22}$$

где n — число звеньев искусственной линии.

Тогда на основании выражений (6.18) и (6.21) можно найти волновое сопротивление искусственной линии и время прохождения волны по линии:

$$\rho = \sqrt{L_1/C_1} = \sqrt{L/C}; \quad t = l/v = l\sqrt{L_1 C_1} = n\sqrt{LC}. \tag{6.23}$$

Чем больше число звеньев искусственной линии, тем лучше она соответствует эквивалентной длинной линии. Для формирования импульсов применяются как разомкнутые, так и короткозамкнутые искусственные линии. Длительность импульса равна

$$t_и = 2t = 2n\sqrt{LC}. \tag{6.24}$$

Для получения формы импульса, близкой к прямоугольной, линия должна иметь широкую полосу пропускания. Однако каждое звено такой линии является фильтром нижних частот с частотой среза $f_с = \dfrac{1}{\pi\sqrt{LC}}$ [см. (2.77) в § 2.3]. Если принять, что для формирования прямоугольного импульса или для передачи его без искажений нужно иметь полосу частот с верхней границей $f_в = 2/t_и$, получим условие, ограничивающее увеличение параметров L и C в звеньях линии:

$$f_с = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \geqslant \frac{2}{t_и}. \tag{6.25}$$

Волновое сопротивление искусственной линии должно равняться активному сопротивлению подключенной к ней нагрузки, что определяет отношение индуктивности и емкости звена.

Искусственные линии очень широко применяют в импульсном режиме не только для формирования импульсов, но и для задержки импульсов на определенный промежуток времени. Время задержки определяется величиной t (6.23). Условие прохождения импульса через линию без существенных искажений соответствует выражению (6.25).

Для формирования импульсов применяют также нелинейные устройства — *ограничители*. Ограничители позволяют получить на выходе постоянное напряжение независимо от величины входного напряжения, если последнее выше (или ниже) заданного уровня, называемого *порогом ограничения*. Различают ограничение сверху (по максимуму), снизу (по минимуму) и двустороннее ограничение.

Ограничители могут выполнять следующие функции:

1) ограничение амплитуды входного напряжения;

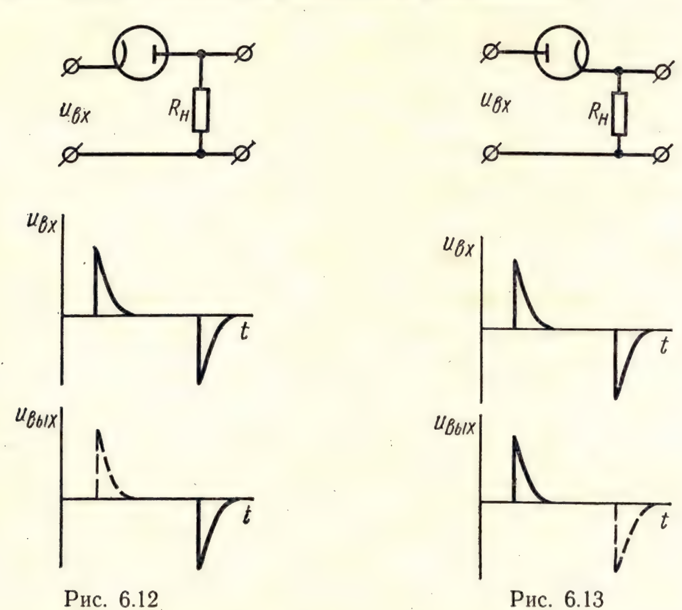


Рис. 6.12 Рис. 6.13

2) получение прямоугольных импульсов из синусоидального напряжения;

3) выделение импульсов одной полярности;

4) отбор импульсов по амплитуде.

Принцип действия ограничителей основан на односторонней проводимости электронных ламп и полупроводниковых приборов. В зависимости от типа нелинейного элемента и режима работы схемы различают диодное, сеточное и анодное ограничение.

В *диодных ограничителях* диод может включаться последовательно или параллельно с нагрузкой. На рис. 6.12 приведена схема и эпюры напряжений *последовательного* диодного ограничителя. При положительном напряжении на входе диод запирается, ток в цепи и падение напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$ равны нулю. При отрицательном входном напряжении выходное повторяет его форму. В этом случае происходит ограничение сверху с нулевым порогом ограничения.

Если переменить полярность включения диода, схема будет осуществлять ограничение снизу также с нулевым порогом ограничения.

На выходе напряжение соответствует входному положительному напряжению и отсутствует при подаче на вход отрицательного напряжения (рис. 6.13).

Поскольку диод в открытом состоянии обладает внутренним сопротивлением R_i порядка нескольких сотен ом, часть входного напряжения падает на диоде, а выходное напряжение уменьшается. Если выбрать $R_н >> R_i$, уменьшением напряжения на выходе можно пренебречь.

Диодные ограничители с нулевым порогом ограничения применяют для исключения импульсов определенной полярности из последовательности разнополярных импульсов.

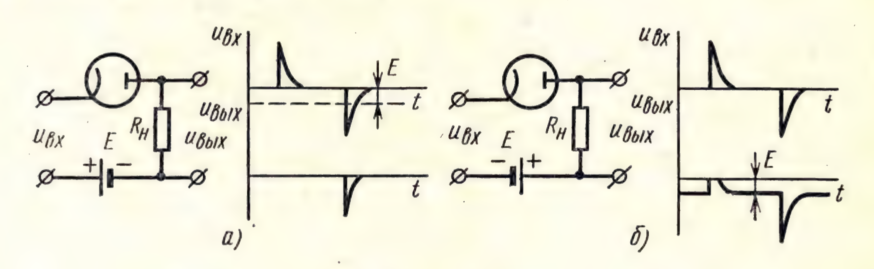


Рис. 6.14

Следует указать, что на работу таких ограничителей известное влияние оказывают паразитные емкости монтажа и входная емкость последующих каскадов, включенные параллельно нагрузке ограничителя. При поступлении на вход положительного перепада напряжения выходное напряжение не возрастает скачком, так как эти емкости заряжаются по экспоненциальному закону. Поэтому фронт поданного напряжения удлиняется. Благодаря сравнительно небольшому внутреннему сопротивлению диода заряд происходит с малой постоянной времени $\tau_з = R_iC$ и удлинение фронта получается незначительным. При отрицательном перепаде емкость разряжается через сопротивление нагрузки. Если последнее велико, разряд протекает с большой постоянной времени $\tau_р = R_нC$ и спад выходного напряжения может значительно растянуться.

Диодные ограничители выполняются и с другими, отличными от нуля, порогами ограничения. Для этого в схему включают источник напряжения смещения. Порог ограничения определяется величиной этого смещения и в зависимости от полярности источника смещения может быть как положительным, так и отрицательным. На рис. 6.14 приведены схемы включения источника смещения с ограничением сверху. В схеме рис. 6.14,*а* под действием напряжения смещения E диод заперт и открывается, когда отрицательное напряжение на входе по абсолютной величине станет равно E. Имеет место так называемое глубокое ограничение сверху с отрицательным порогом ограничения $-E$. При изменении полярности источника смещения диод будет открыт при всех отрицательных напряжениях на входе и при положительных нап-

ряжениях, меньших напряжения E (рис. 6.14,*б*). Нулевая ось напряжения как бы смещается вниз на величину E. Получается ограничение сверху с положительным порогом ограничения, равным E. Аналогичная картина имеет место и в ограничителях с ограничением снизу (рис. 6.15).

Схемы с последовательным включением диодов могут осуществлять и двустороннее ограничение. При этом сначала производится ограничение снизу, а затем сверху или наоборот. Такие ограничители применяют для формирования из синусоидального напряжения импульсов трапецеидальной формы.

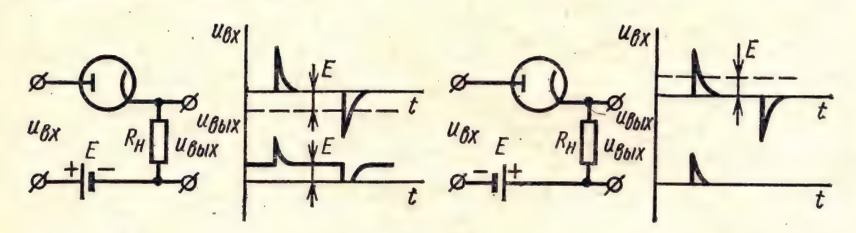


Рис. 6.15

В последовательных диодных ограничителях односторонняя проводимость диода приводит к тому, что выходное напряжение при любом входном напряжении оказывается несимметричным относительно оси времени. При этом напряжение на нагрузке и ток в ее цепи содержат постоянные составляющие. Следовательно, на входе нельзя поставить разделительный конденсатор.

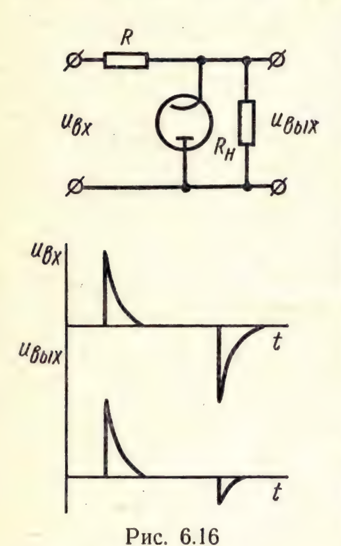


Рис. 6.16

Параллельные диодные ограничители лишены этого недостатка. В них диод и нагрузка включены параллельно, а на входе ставится ограничительное сопротивление R (рис. 6.16), величина которого должна значительно превышать сопротивление открытого диода, но в то же время должна быть много меньше сопротивления нагрузки:

$$R_i \ll R \ll R_н. \qquad (6.26)$$

При положительном напряжении на входе диод заперт и ток проходит через сопротивления R_i и $R_н$. Благодаря соотношению (6.26) выходное напряжение на нагрузке будет соответствовать входному. При отрицательном напряжении на входе ток протекает через открытый диод и ограничительное сопротивление. Почти все входное напряжение падает на ограничительном сопротивлении и только незначительная часть будет выделяться на диоде и сопротивлении нагрузки. Происходит ограничение снизу. При

изменении полярности включения диода имеет место ограничение сверху (рис. 6.17).

Влияние паразитных емкостей также сказывается и на работе параллельных ограничителей, причем длительность фронта здесь растягивается больше, чем в последовательных, так как заряд паразитной емкости происходит через большое ограничительное сопротивление. На практике это обстоятельство обычно определяет выбор величины ограничительного сопротивления.

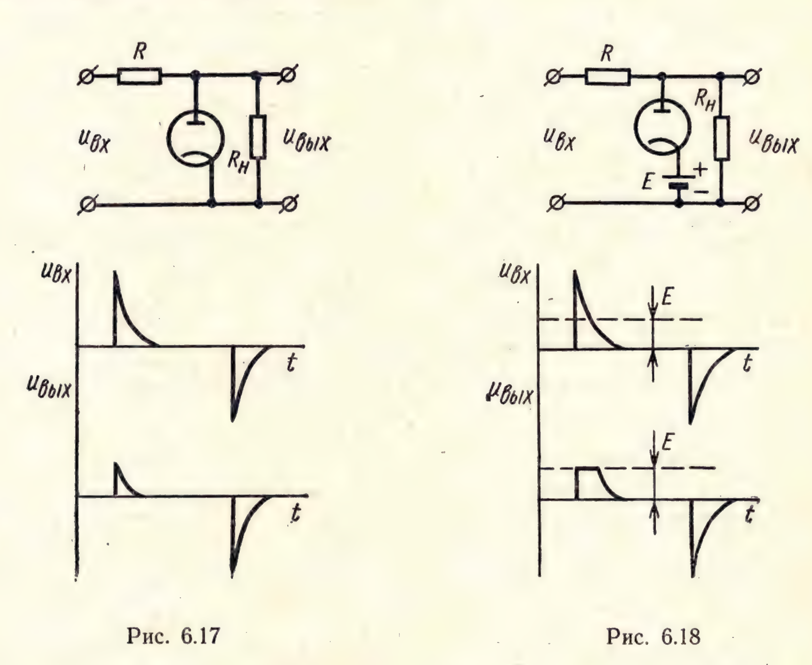


Рис. 6.17 Рис. 6.18

Для изменения порога ограничения последовательно с диодом включают источник напряжения смещения. На схеме рис. 6.18 диод открывается только при положительном напряжении, равном порогу ограничения E. В аналогичной схеме с ограничением снизу (рис. 6.19) не достигается четкого ограничения, так как сопротивление открытого диода не равно нулю.

Два параллельных ограничителя с порогами ограничения сверху и снизу позволяют получить двустороннее ограничение (рис. 6.20). В пределах между порогами ограничения E_1 и E_2 выходное напряжение соответствует входному, а за этими пределами происходит ограничение и сверху и снизу.

Наряду с электронными лампами в рассмотренных схемах можно использовать и полупроводниковые диоды. При этом нужно учитывать, что обратное сопротивление полупроводниковых диодов по сравнению с ламповыми невелико и резко уменьшается при достижении обратным напряжением определенной величины. Поэтому их можно использо-

вать в схемах ограничителей при сравнительно малых входных напряжениях.

Сеточные ограничители осуществляют ограничение сигнала сверху (рис. 6.21). Принцип их работы аналогичен с диодным параллель-

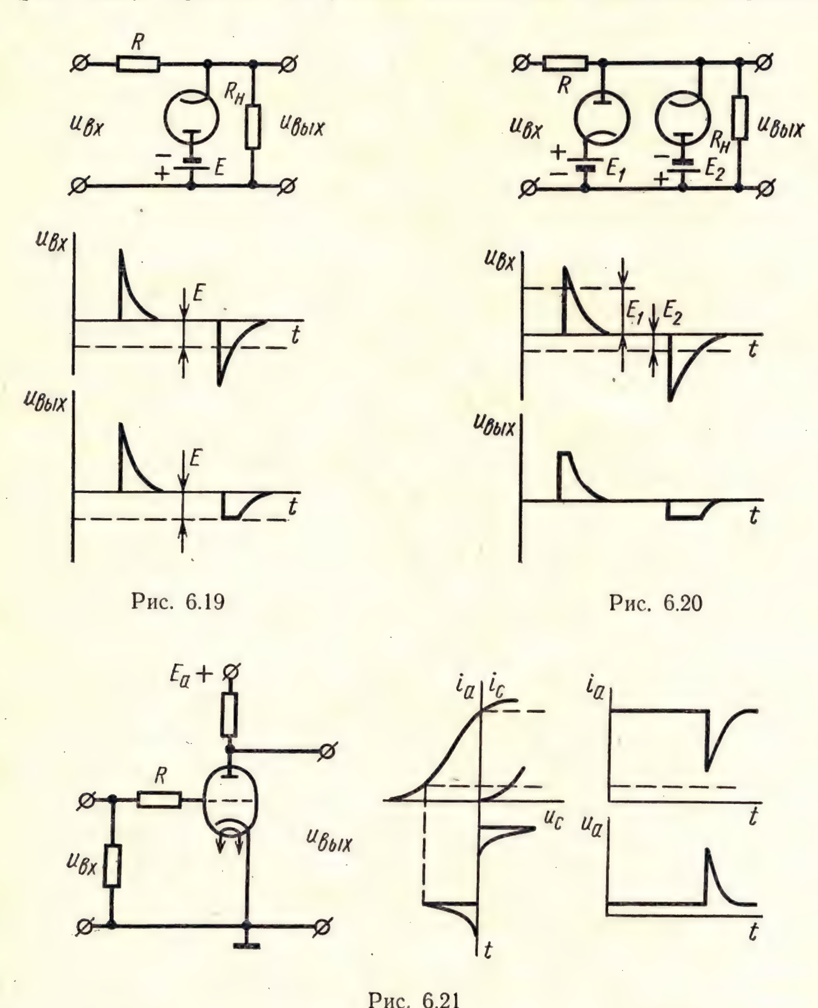


Рис. 6.19

Рис. 6.20

Рис. 6.21

ным ограничителем, но использование триода позволяет не только ограничить сигнал, но и усилить его.

Роль диода выполняет участок сетка — катод, а от резисторного усилителя (см. § 4.2) схема отличается только наличием ограничительного сопротивления R в цепи сетки. Участок сетка — катод обладает односторонней проводимостью, так как сеточный ток проходит только при подаче положительного напряжения на сетку. Если величина ог-

раничительного сопротивления значительно больше внутреннего сопротивления участка сетка — катод лампы, практически все входное напряжение падает на ограничительном сопротивлении и напряжение на сетке не меняется, оставаясь равным нулю. Следовательно, изменение входного напряжения не приведет к изменению анодного тока и выходного напряжения на анодной нагрузке.

При отрицательном напряжении на входе, меньшем уровня запирания лампы, сеточный ток отсутствует и напряжение на выходе схе-

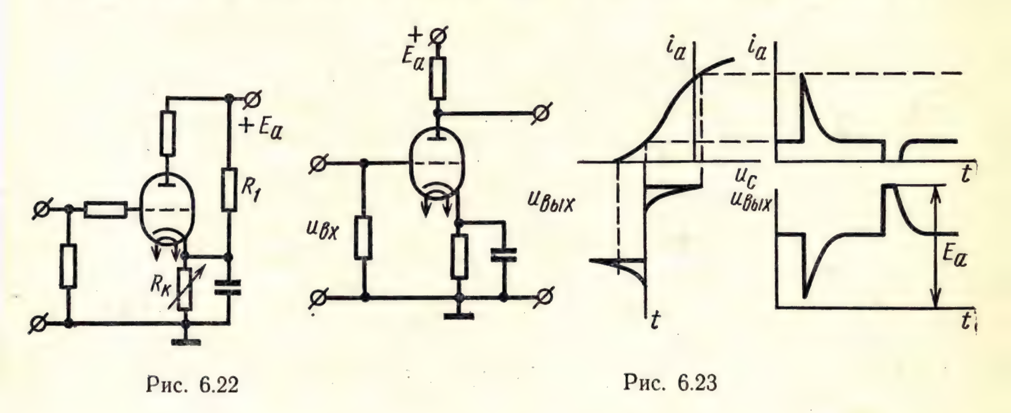


Рис. 6.22

Рис. 6.23

мы будет по форме соответствовать усиленному входному напряжению.

Такая схема осуществляет ограничение сверху с нулевым порогом ограничения. Для изменения уровня ограничения в цепь катода нужно включить источник напряжения смещения. Обычно здесь используют схему с подачей требуемого напряжения смещения с делителя R_1, $R_к$ (рис. 6.22). Меняя величину сопротивления $R_к$, можно устанавливать требуемый порог ограничения.

При достаточно большой амплитуде входного сигнала в сеточном ограничителе достигается двустороннее ограничение.При этом ограничение снизу получается за счет запирания лампы по анодному току.

Анодное ограничение может осуществляться снизу за счет нижней отсечки анодного тока и сверху за счет насыщения лампы. На рис. 6.23 приведена схема анодного ограничителя снизу. При поступлении на вход отрицательного напряжения, достигающего уровня запирания лампы, анодный ток не проходит. Выходное напряжение становится равным напряжению источника анодного питания. Положительное входное напряжение будет по форме полностью повторяться на выходе. Для четкого ограничения снизу лампа должна иметь характеристику с резкой отсечкой анодного тока. Лампы с так называемой удлиненной характеристикой в этих схемах не применяют.

Схема анодного ограничителя сверху приведена на рис. 6.24. Она аналогична схеме резисторного усилителя, но работает в режиме динамического насыщения. Обычно здесь применяют пентоды, у которых в связи с перераспределением катодного тока между анодом и экранной сеткой явление динамического насыщения выражено наиболее четко.

При достижении сеточным напряжением определенного значения прекращается дальнейший рост анодного тока, так как электроны, движущиеся от катода к аноду, перехватываются экранной сеткой. У пентодов такое насыщение наступает уже при небольшом отрицательном напряжении на сетке. Уровень ограничения анодного тока, а следовательно, и выходного напряжения определяется началом верхнего загиба характеристики пентода. Величина входного напряжения, при

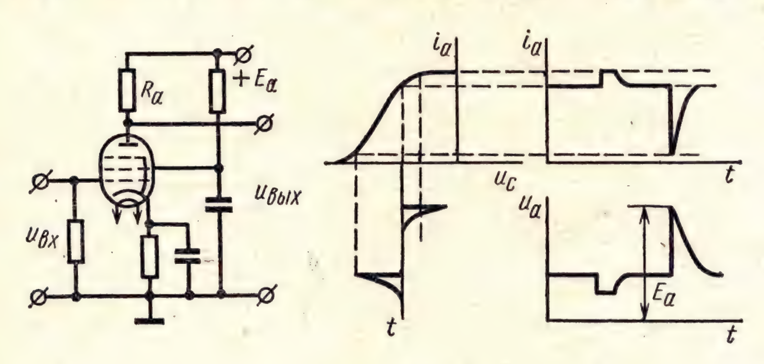


Рис. 6.24

котором наступает ограничение, зависит от сопротивления нагрузки $R_а$. Чем больше это сопротивление, тем раньше достигается динамическое насыщение.

В схемах анодных ограничителей легко получить двустороннее ограничение при подаче достаточно большого входного напряжения.

Паразитные емкости схемы оказывают влияние на работу ограничителя, растягивая фронт и спад поступающих на вход импульсов. Для уменьшения этого влияния нужно уменьшать величину сопротивления анодной нагрузки $R_а$, так как она определяет постоянные времени цепи заряда и разряда паразитных емкостей.

Рассмотренные схемы сеточных и анодных ограничителей не обеспечивают строго симметричного двустороннего ограничения при изменении амплитуды и частоты входного сигнала. Кроме того, наличие сеточных токов может привести к недопустимому снижению входного сопротивления ограничителя. Этих недостатков лишен *ограничитель с катодной связью*, который является двухкаскадным устройством и обычно выполняется на двойном триоде (рис. 6.25). На левой половине лампы собран катодный повторитель, имеющий большое входное сопротивление. Правая половина схемы выполняет роль усилителя-ограничителя с отрицательной обратной связью. Сопротивление $R_к$ в цепи катода является общим для обеих половин схемы. До подачи входного напряжения на сетки триодов поступают равные отрицательные напряжения смещения с сопротивления $R_к$. При подаче отрицательного напряжения на вход схемы анодный ток катодного повторителя уменьшается, что приводит к уменьшению напряжения на сопротивлении $R_к$. Анодный ток правой половины лампы увеличивается, а выход-

ное напряжение, снимаемое с ее анодной нагрузки, уменьшается, повторяя форму входного напряжения. Когда входное напряжение достигнет уровня запирания левой половины лампы, дальнейшее его увеличение уже не будет вызывать изменения выходного напряжения.

При поступлении на вход схемы положительного напряжения анодный ток катодного повторителя увеличивается, что приводит к увеличению отрицательного смещения на сетке правой половины лампы и уменьшению ее анодного тока. Выходное напряжение будет повторять форму входного. При достижении уровня запирания правой половины лампы выходное напряжение становится равным напряжению

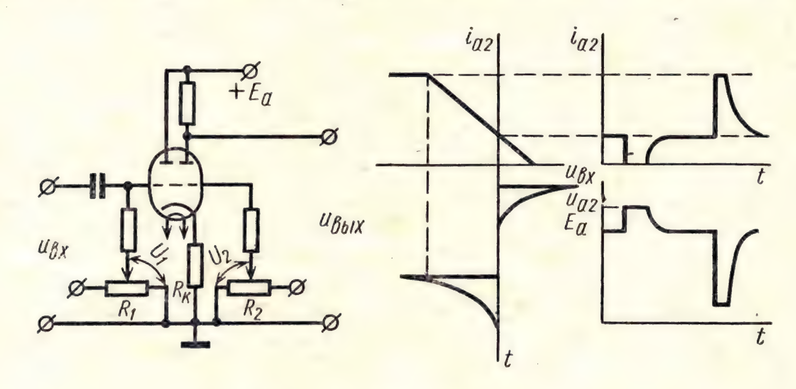


Рис. 6.25

источника питания и при дальнейшем увеличении положительного входного напряжения больше не изменяется.

Таким образом, в ограничителе с катодной связью ограничение сверху осуществляется за счет отсечки анодного тока правой половины лампы, а ограничение снизу — левой половины лампы. Отрицательная обратная связь за счет сопротивления $R_к$ позволяет избежать сеточных токов при значительных входных напряжениях.

Уровни ограничения определяются напряжением запирания примененного двойного триода. Для получения переменных уровней в цепи сеток включают внешние источники смещения. Чем больше положительное смещение U_1 на сетке левой половины лампы, тем при большем отрицательном входном напряжении она запрется. Одновременно увеличение напряжения U_1 приводит к увеличению общего катодного тока и смещения на правой половине лампы, снимаемого с сопротивления $R_к$. При этом правая половина лампы будет запираться при меньшем положительном напряжении на входе. Следовательно, вся характеристика ограничителя смещается влево, т. е. в сторону бóльших отрицательных напряжений. При увеличении положительного смещения U_2 на сетке правой половины лампы происходит смещение характеристики ограничителя вправо. Соответствующим изменением напряжений U_1 и U_2 можно добиться симметричного ограничения и симметричной формы выходного напряжения относительно оси времени.

Большое входное сопротивление и хорошая форма выходного напряжения способствовали широкому применению ограничителей с катодной связью в различных схемах промышленной электроники.

Как известно, характеристики транзисторов также обладают областями насыщения и отсечки, что позволяет использовать их для ограничения входных сигналов. Одна из возможных схем двустороннего усилителя-ограничителя приведена на рис. 6.26. Здесь транзистор работает в так называемом ключевом режиме, переходя попеременно из открытого состояния в запертое и обратно. Включенный в схему диод *Д* служит для быстрого разряда разделительного конденсатора на входе схемы. Исходная рабочая точка выбирается таким образом, чтобы изменения коллекторного тока до границы насыщения и до начала отсечки были одинаковыми. При этом на выходе получается напряжение, симметричное относительно оси времени. Увеличение отрицательного напряжения на входе приводит к увеличению тока коллектора и падению напряжения на его нагрузке. При определенном значении входного напряжения наступает насыщение, при котором дальнейшее изменение входного напряжения не приводит к изменению коллекторного тока. Осуществляется ограничение входного напряжения снизу.

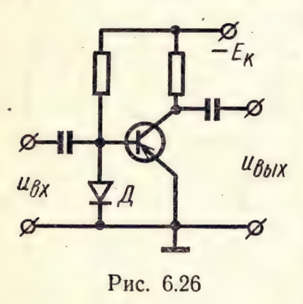


Рис. 6.26

Положительное напряжение на входе уменьшает коллекторный ток и увеличивает напряжение на его нагрузке. При наступлении режима отсечки дальнейшее увеличение тока коллектора прекращается, что соответствует ограничению входного напряжения сверху.

Стабильность порогов ограничения в транзисторных схемах в основном определяется температурной стабильностью коэффициента усиления и коллекторного тока транзистора.

§ 6.2. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО-НАРАСТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Во многих устройствах, используемых в промышленной электронике (системы автоматического регулирования, цифровые измерительные приборы, осциллографические индикаторы, электронные вычислительные машины непрерывного действия и др.), используются линейно-нарастающие (пилообразные) колебания.

Пилообразными называют колебания, в которых имеется участок, линейно изменяющийся во времени, и нет плоской вершины (рис. 6.27). Пилообразное напряжение (ток) характеризуется периодом следования T, длительностью прямого и обратного хода $t_{пр}$ и $t_{обр}$, амплитудой U_m, начальным уровнем U_0 и коэффициентом нелинейности p.

Коэффициент нелинейности отражает степень отклонения реального пилообразного напряжения от строго линейного и определяется следующим выражением:

$$p = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{v_{\max}} 100\% = \frac{\operatorname{tg}\alpha - \operatorname{tg}\beta}{\operatorname{tg}\alpha} 100\%, \qquad (6.27)$$

где $v_{\max}$ и $v_{\min}$ — максимальная и минимальная скорость изменения пилообразного напряжения ($v = du/dt$); α и β — максимальный и минимальный углы, характеризующие скорость изменения напряжения.

Существует еще один параметр, который характеризует не само пилообразное напряжение, а скорее, качество работы генератора. Он

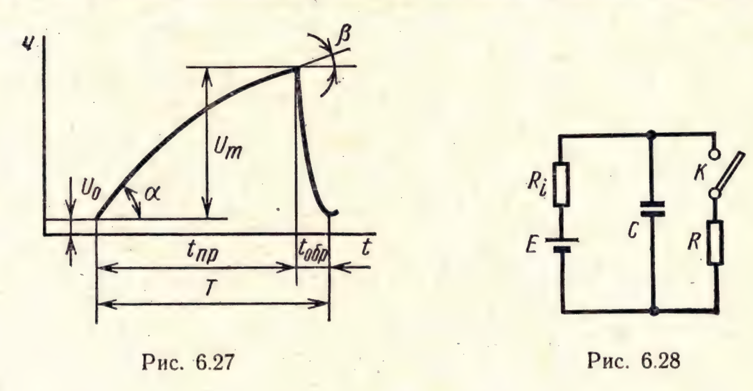


Рис. 6.27

Рис. 6.28

называется *коэффициентом использования напряжения источника питания*

$$\xi = U_m / E_a. \qquad (6.28)$$

В соответствии с нарастающим или убывающим характером линейного участка различают два вида генераторов: генераторы линейного нарастающего и генераторы линейного падающего напряжения (тока).

Для получения пилообразного напряжения используют заряд или разряд конденсатора, происходящие по экспоненциальному закону. Для получения напряжения, изменяющегося по линейному закону, применяют два основных способа:

1) использование начального участка экспоненты, который близок к линейному;

2) стабилизация тока заряда или разряда конденсатора. Поскольку заряд q, сообщаемый конденсатору или отдаваемый им, определяется как

$$q = It = u_C C, \qquad (6.29)$$

где I — ток заряда или разряда; u_C — напряжение на конденсаторе; t — время,

то

$$u_C = It/C \qquad (6.30)$$

и при постоянном токе напряжение на конденсаторе будет линейно изменяться во времени.

Используемые на практике генераторы пилообразного напряжения (тока) весьма разнообразны, но все они сводятся к обобщенной эквивалентной схеме, представленной на рис. 6.28. В нее входят источник напряжения E, накопитель энергии, конденсатор C, зарядный резистор R_i, который можно рассматривать как внутреннее сопротивление источника, разрядный резистор R и электронный ключ K. Свойства схемы при переходе от разряда к заряду существенно изменяются, так как в большинстве случаев прямой ход пилообразного напряжения по длительности должен существенно превышать обратный.

В начальном состоянии ключ замкнут и на конденсаторе устанавливается напряжение начального уровня

$$U_0 = E \frac{R}{R_i + R}. \qquad (6.31)$$

При размыкании ключа начинается заряд конденсатора

$$u_C = U_0 + (E - U_0)\left(1 - e^{-t/\tau}\right), \qquad (6.32)$$

где $\tau = R_i C$ — постоянная времени цепи заряда конденсатора.

Если заряд конденсатора используется для создания прямого хода, то в момент $t = t_{пр}$ напряжение на конденсаторе достигает амплитудного значения:

$$U_m + U_0 = U_0 + (E - U_0)\left(1 - e^{-t_{пр}/\tau}\right), \qquad (6.33)$$

ключ замыкается и начинается разряд конденсатора по закону

$$u_C = (U_m + U_0)\, e^{-t/\tau}. \qquad (6.34)$$

При достижении начального уровня один цикл пилообразного напряжения заканчивается, после чего может начаться следующий цикл (непрерывный режим) или до следующего цикла будет выдержан определенный интервал (ждущий режим). Дифференцируя выражение 6.32 по времени, получим скорость изменения напряжения при заряде конденсатора

$$v = \frac{du_C}{dt} = \frac{E - U_0}{\tau} e^{-t/\tau}. \qquad (6.35)$$

В начале прямого хода ($t = 0$) скорость будет максимальна

$$v_{max} = \frac{E - U_0}{\tau}, \qquad (6.36)$$

а в конце прямого хода — минимальна

$$v_{min} = \frac{E - U_0}{\tau} e^{-t_{пр}/\tau}. \qquad (6.37)$$

Подставив полученные значения v_{max} и v_{min} в выражение 6.27, получим коэффициент нелинейнсcти пилообразного напряжения:

$$p = \left(1 - e^{-t_{пр}/\tau}\right) 100\,\%. \qquad (6.38)$$

На практике обычно $t_{пр} << \tau$ и можно ограничиться только первыми двумя членами разложения полученного выражения в ряд $\left(e^{-\alpha} = 1 - \alpha + \frac{\alpha^2}{2} - \ldots\right)$. Тогда

$$p \approx \frac{t_{пр}}{\tau} 100\% = \frac{t_{пр}}{R_i C} 100\% . \tag{6.39}$$

Из выражения 6.33 найдем амплитуду пилообразного напряжения

$$U_m = (E - U_0)\left(1 - e^{-t_{пр}/\tau}\right) \tag{6.40}$$

и, воспользовавшись выражением 6.28, получим коэффициент использования напряжения источника питания

$$\xi = \frac{U_m}{E} = \frac{E - U_0}{E}\left(1 - e^{-t_{пр}/\tau}\right). \tag{6.41}$$

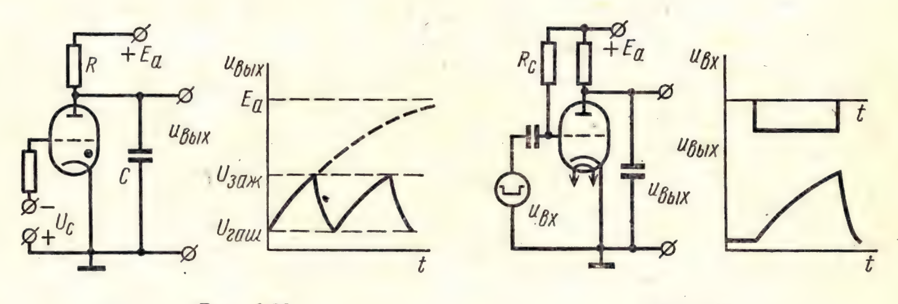


Рис. 6.29 Рис. 6.30

Поскольку обычно $U_0 << E$, коэффициент ξ, выраженный в процентах, численно равен коэффициенту p (ср. с 6.38).

Найденные соотношения (6.38) и (6.41) показывают, что такая схема не позволяет получить пилообразное напряжение с малым коэффициентом нелинейности и большим коэффициентом использования источника питания.

Рассмотрим основные схемы генераторов пилообразного напряжения.

Простейшая схема может быть выполнена на тиратроне, который используется в качестве ключа (рис. 6.29). После подключения источника анодного напряжения конденсатор C начнет медленно заряжаться через большое сопротивление резистора R. Когда напряжение на нем достигнет величины $U_{заж}$, тиратрон зажигается, его сопротивление резко уменьшается и происходит быстрый разряд конденсатора. Потенциал зажигания тиратрона $U_{заж}$ определяется величиной его сеточного смещения U_c. После уменьшения напряжения на конденсаторе до значения $U_{гаш}$ тиратрон гаснет и конденсатор снова начинает медленно заряжаться. На выходе схемы образуется пилообразное напряжение с амплитудой $U_m = U_{заж} - U_{гаш} \rightarrow$ и периодом $T = t_{пр} + t_{обр}$. Последний определяется в основном постоянной времени цепи заряда конденсатора $\tau = RC$. Поскольку после погасания тиратрона

требуется некоторое время для его деионизации, такая схема пригодна только для генерирования пилообразного напряжения на сравнительно низких частотах.

Схема на электронной лампе (рис. 6.30) более универсальна, но требует подачи на вход прямоугольных импульсов, которые и определяют периодичность работы схемы. Резистор R_c входной цепи может быть включен между сеткой и катодом (схема с «нулевой» сеткой) или, как это показано на рисунке, между сеткой и плюсом источника анодного напряжения (схема с «положительной» сеткой). Во втором случае сетка имеет положительный потенциал:

$$U_{c0} = \frac{E_a R_0}{R_c + R_0}, \tag{6.42}$$

где R_0 — сопротивление промежутка сетка — катод открытой лампы.

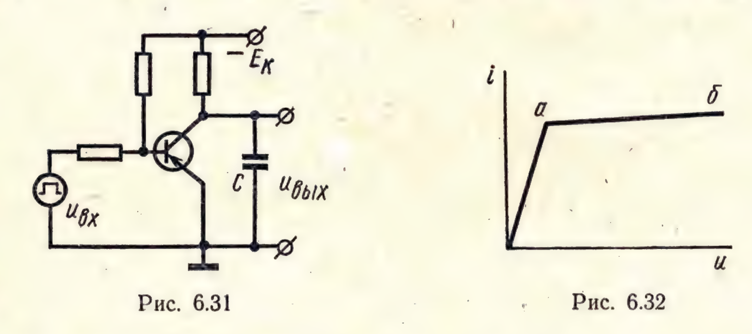


Рис. 6.31 Рис. 6.32

Такое включение повышает стабильность напряжения на сетке, а следовательно, и на выходе схемы при отсутствии входных импульсов. При положительном потенциале на сетке через лампу проходит сравнительно большой ток и начальное напряжение на аноде, определяющее выходное напряжение на конденсаторе, имеет минимальную величину U_0.

При поступлении на вход отрицательного импульса лампа запирается и конденсатор начинает медленно заряжаться по цепи с постоянной времени $\tau_з = R_a C$. После окончания импульса лампа отпирается и через нее происходит быстрый разряд конденсатора. Для улучшения линейности выходного напряжения используют начальный участок экспоненты, поэтому постоянная времени цепи заряда должна быть большой. Это достигается увеличением сопротивления анодной нагрузки, так как применение большой емкости привело бы к соответствующему увеличению времени разряда, что нежелательно.

Аналогичная схема может быть создана на транзисторе (рис. 6.31). В исходном состоянии транзистор открыт и насыщен, поэтому напряжение на конденсаторе C практически равно нулю. При подаче на вход положительного прямоугольного импульса уменьшение коллекторного тока будет происходить с задержкой, которая определяется временем рассасывания избыточного заряда в базе. Это несколько искажает начальный участок экспоненциально изменяющегося напряжения на

конденсаторе u_C. После окончания импульса транзистор открывается и конденсатор быстро разряжается через него. В конце разряда конденсатора, когда напряжение на нем станет близким к нулю, транзистор вновь войдет в режим насыщения.

Рассмотренные простейшие схемы генераторов пилообразного напряжения просты и надежны, но, как было показано раньше при анализе их обобщенной эквивалентной схемы, обладают плохим соотношением коэффициентов p и ξ. Значительно лучшие результаты обеспечивают генераторы пилообразного напряжения с использованием токостабилизирующих элементов. Их обобщенная эквивалентная схема соответствует приведенной на рис. 6.28, но в цепь заряда (или разряда) конденсатора нужно включить дополнительно токостабилизирующий элемент. Как следует из выражения (6.30), в такой схеме напряжение на конденсаторе будет изменяться по линейному закону. Пентоды и транзисторы, применяемые в качестве токостабилизирующих элементов, имеют вольтамперную характеристику, представленную в обобщенном виде на рис. 6.32. На участке *аб*, близком к линейному, уравнение характеристики записывается так:

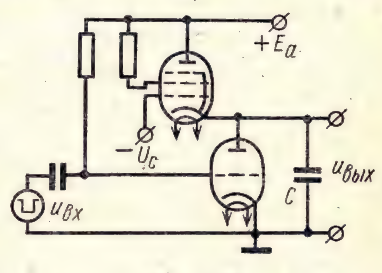


Рис. 6.33

$$i = I_0 + \frac{u}{r_i}, \tag{6.43}$$

где r_i — внутреннее сопротивление токостабилизирующего элемента, находящееся для пентодов и транзисторов в пределах от десятых долей до единиц мегом.

Нетрудно показать, что коэффициент нелинейности в такой схеме

$$p = t_{\text{пр}}/Cr_i. \tag{6.44}$$

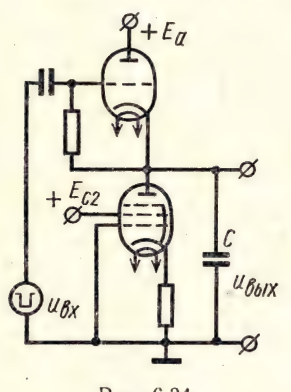
Если сравнить это выражение с (6.39), можно сделать вывод, что здесь коэффициент нелинейности имеет значительно меньшую величину, так как r_i очень велико.

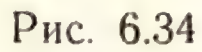
Рассмотрим некоторые схемы таких генераторов пилообразного напряжения. В схеме рис. 6.33 токостабилизирующим элементом является пентод, а триод служит ключом. В исходном состоянии лампы открыты, и на конденсаторе C будет небольшое начальное напряжение. Практически, все напряжение источника питания прикладывается между анодом и катодом пентода. При поступлении на вход отрицательного импульса триод запирается и конденсатор начинает заряжаться через пентод. Напряжение на пентоде соответственно уменьшается и рабочая точка на характеристике перемещается от *б* к *а* (см. рис. 6.32). Выходное напряжение, снимаемое с конденсатора, будет близким к линейному, пока напряжение на пентоде не дойдет до точки *а*. По окончании отрицательного импульса на входе триод открывается и

через него происходит быстрый разряд конденсатора, что соответствует обратному ходу пилообразного напряжения.

Схема с разрядом конденсатора через токостабилизирующий элемент представлена на рис. 6.34. В исходном состоянии триод открыт и конденсатор C полностью заряжен. С поступлением на вход отрицательного импульса триод запирается и конденсатор разряжается через пентод (прямой ход пилообразного напряжения). После открытия триода конденсатор быстро заряжается, что соответствует обратному ходу.

Аналогичная схема может быть создана и на транзисторах (рис. 6.35). Транзистор T_1 является ключом, а T_2 — токостабилизирующим




Рис. 6.34

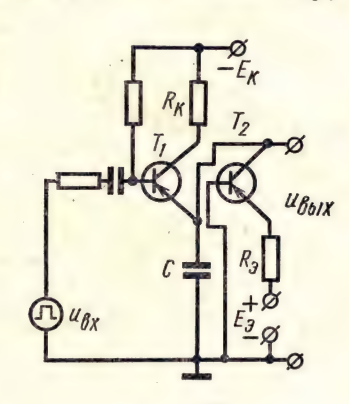


Рис. 6.35

элементом. В исходном состоянии ключевой транзистор открыт и находится в режиме насыщения. Конденсатор C заряжен до разности напряжения коллекторного источника и падения напряжения на сопротивлении резистора $R_к$, которое выбирается небольшим. При поступлении на вход положительного импульса ключевой транзистор закрывается и начинается разряд конденсатора через токостабилизирующий транзистор T_2. Резистор $R_э$ в его эмиттерной цепи осуществляет отрицательную обратную связь по току. После окончания входного импульса конденсатор быстро заряжается через открывшийся ключевой транзистор.

Дальнейшее улучшение линейности прямого хода пилообразного напряжения может быть достигнуто при стабилизации анодного тока пентода за счет отрицательной обратной связи (рис. 6.36). При уменьшении анодного тока уменьшается падение напряжения на сопротивлении катодного резистора $R_к$, которое является отрицательным смещением на сетке пентода. Анодный ток при этом изменяется гораздо меньше, чем в рассмотренных ранее схемах.

Схема генератора пилообразного напряжения на полупроводниковых приборах с отрицательной обратной связью приведена на рис. 6.37. В исходном состоянии на базе транзистора имеется небольшое положительное напряжение. Транзистор закрыт, а конденсатор C заряжен;

При поступлении на вход отрицательного импульса диод *Д* закрывается, напряжение на базе падает до небольшой отрицательной величины и транзистор открывается. Начинается перезаряд конденсатора *C* через транзистор и резистор $R_б$. Отрицательная обратная связь между коллектором и базой транзистора стабилизирует ток перезаряда конденсатора.

Хорошие результаты дают также схемы с положительной обратной связью (рис. 6.38). В этом случае напряжение источника, от которого

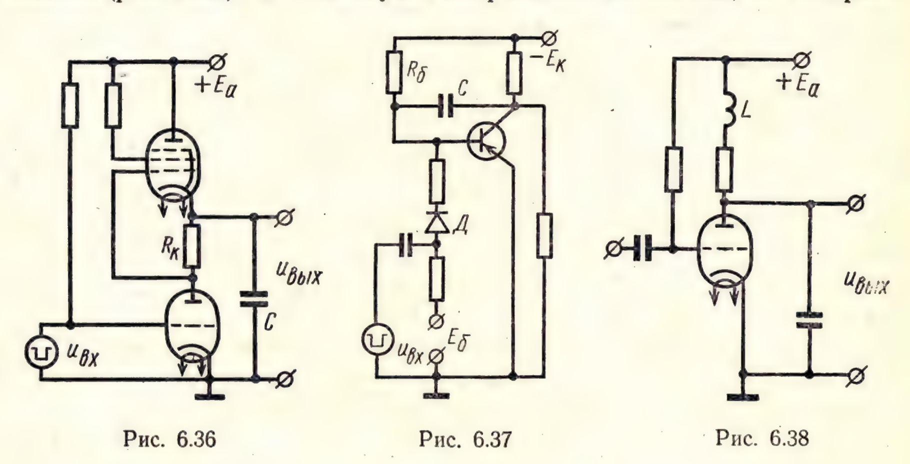


Рис. 6.36 Рис. 6.37 Рис. 6.38

заряжается конденсатор, не остается постоянным, а увеличивается в процессе заряда. Если увеличение напряжения источника равно приросту напряжения на конденсаторе в процессе заряда, то ток заряда будет постоянным. Как было показано раньше, напряжение на конденсаторе в этом случае изменяется по линейному закону. Дополнительным источником напряжения является индуктивность *L*, в которой при уменьшении тока в анодной цепи создается э. д. с. самоиндукции, которая стремится поддержать ток неизменным. Поскольку полярность э. д. с. самоиндукции совпадает с полярностью основного источника, зарядный ток изменяется меньше и напряжение на конденсаторе становится более линейным.

Более сложная схема аналогичного назначения представлена на рис. 6.39. Она включает генератор пилообразного напряжения, собранный на триоде $Л_1$, и катодный повторитель $Л_2$. Конденсатор обратной связи C_0 выполняет роль источника зарядного напряжения. В исходном состоянии триод $Л_1$ открыт и на основном конденсаторе *C* имеется небольшое начальное напряжение. В это время конденсатор C_0 заряжен до напряжения, мало отличающегося от напряжения источника $E_а$. При поступлении на вход отрицательного импульса лампа $Л_1$ запирается и конденсатор *C* начинает заряжаться через диод $Л_3$ и резистор *R*. Напряжение заряда прикладывается к сетке катодного повторителя и напряжение на его выходе повышается. Конденсатор C_0 выбирается большой емкости, поэтому напряжение на нем за время

заряда конденсатора C почти не меняется и с увеличением напряжения на выходе схемы напряжение на катоде диода $Л_3$ также возрастает, становясь больше напряжения источника питания. Диод запирается и конденсатор C заряжается от конденсатора C_0. Коэффициент передачи катодного повторителя приблизительно равен единице (см. § 4.3), поэтому напряжение заряда повышается пропорционально нарастанию напряжения на конденсаторе C. Следовательно, напряжение на резисторе R и ток через него практически остаются постоянными. Для нормальной работы такой схемы необходимо, чтобы конденсатор C_0

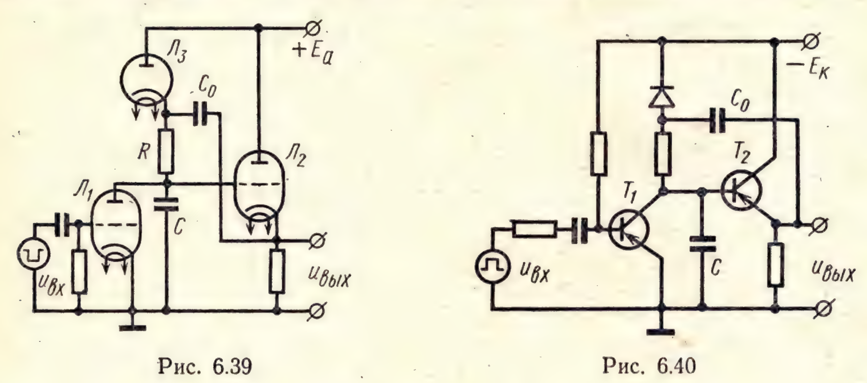


Рис. 6.39 Рис. 6.40

почти не разряжался при прямом ходе пилообразного напряжения (его емкость и сопротивление резистора выбираются достаточно большими). Во время обратного хода конденсатор C быстро разряжается через открытую лампу $Л_1$, а конденсатор C_0 подзаряжается через открывающийся диод $Л_3$. Помимо малого коэффициента нелинейности эта схема обеспечивает высокий коэффициент использования напряжения источника питания благодаря непрерывному росту напряжения в цепи заряда. Достоинством схемы является также малое выходное сопротивление, что уменьшает влияние нагрузки на работу генератора.

Такая же схема может быть выполнена на полупроводниковых приборах (рис. 6.40). Она состоит из генератора пилообразного напряжения на транзисторе T_1, эмиттерного повторителя на транзисторе T_2 и цепи положительной обратной связи. В исходном состоянии транзистор T_1 открыт и насыщен, напряжение на конденсаторе C практически равно нулю. Конденсатор обратной связи C_0 при этом заряжен до напряжения, близкого к напряжению источника питания $E_к$. При поступлении на вход положительного импульса транзистор T_1 запирается и начинается заряд конденсатора C. Вся дальнейшая работа схемы полностью соответствует рассмотренной ранее работе ламповой схемы рис. 6.39. Следует только отметить, что инерционность транзистора T_1 вызывает некоторое запаздывание и искажение начального участка прямого хода пилообразного напряжения. Коэффициент нелинейности здесь получается несколько выше, чем для ламповой схемы.

§ 6.3. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

При генерировании колебаний специальной формы широко применяют так называемые *регенеративные схемы*, которые обладают кроме устойчивых еще и неустойчивыми состояниями равновесия. Регенеративная схема не может долго находиться в состоянии неустойчивого равновесия и скачком переходит в устойчивое состояние. В таких случаях процесс перехода в начальной стадии развивается лавинообразно. Такой процесс называют регенеративным, что и дало название соответствующим схемам. Регенеративные схемы позволяют генерировать прямоугольные импульсы с крутыми фронтом и спадом и формировать перепады напряжений (токов).

Для получения неустойчивого равновесия могут использоваться устройства с падающим участком вольт-амперной характеристики (туннельные диоды, газоразрядные лампы и др.) или усилители с положительной обратной связью. Последние применяют наиболее часто, так как они обладают большой стабильностью, позволяют получать очень крутые фронты, имеют сравнительно простые регулировки и хорошо согласуются с нагрузкой.

Наибольшее распространение получили генераторы прямоугольных импульсов, в состав которых входят два каскада резисторного усилителя, связанные между собой цепями RC. Такие генераторы могут быть представлены простейшей эквивалентной схемой нелинейного делителя с ключом K (рис. 6.41). В зависимости от способа замыкания и размыкания ключа различают три группы таких генераторов:

1) мультивибраторы с самовозбуждением; 2) ждущие мультивибраторы; 3) триггеры.

Мультивибратор с самовозбуждением работает в автоколебательном режиме и ключ замыкается и размыкается без внешних воздействий. При замыкании ключа напряжение на выходе уменьшается, а при размыкании — повышается до полной величины E. Между коммутациями напряжение на выходе остается практически постоянным. Принято говорить, что такой мультивибратор обладает двумя квазиустойчивыми состояниями, переходы между которыми (скачки напряжения) происходят лавинообразно.

Мультивибраторы с самовозбуждением в основном применяют для генерирования прямоугольных импульсов. Такие колебания имеют широкий спектр частот, откуда и происходит название «мультивибратор», т. е. генератор множества колебаний.

Ждущий (*или заторможенный*) *мультивибратор* обладает одним устойчивым состоянием, в котором схема может находиться сколь угодно долго, пока к ней не будет приложено внешнее напряжение, переводящее ключ в другое положение. При этом наступает квазиустойчивое состояние, из которого схема переходит самостоятельно в основное устойчивое состояние.

Ждущие мультивибраторы в основном используют для получения прямоугольных импульсов большой длительности (десятки микросекунд — сотни миллисекунд), начало которых определяется запускающим коротким импульсом. Кроме того, ждущие мультивибраторы

применяют в качестве делителей частоты, устройств задержки и для других целей.

Триггер обладает двумя устойчивыми состояниями и переход из одного в другое (замыкание и размыкание ключа) может осуществляться только под влиянием приложенных внешних напряжений. Триггеры будут подробно рассмотрены в гл. VII.

Природа процессов «опрокидывания» схемы, а следовательно, и формирования фронтов и спадов генерируемых импульсов во всех трех схемах одинакова. Лавинообразные процессы связаны с возникновением в схеме двухкаскадного усилителя цепей положительной обратной связи. При их разрыве имеют место устойчивые или квазиустойчивые состояния.

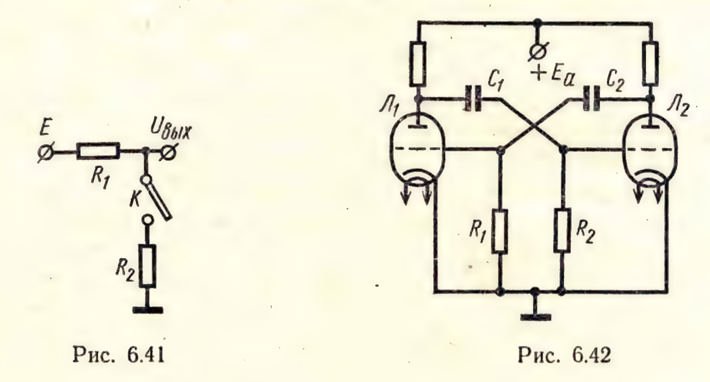


Рис. 6.41 Рис. 6.42

Схемы таких генераторов обычно выполняют на транзисторах и туннельных диодах.

Рассмотрим работу мультивибратора с самовозбуждением на примере широко распространенной схемы с анодно-сеточными связями, представленной на рис. 6.42.

Здесь выход каждого из двух каскадов усилителя связан с входом другого цепочкой *RC*, которая создает положительную обратную связь между каскадами. В такой схеме выполняется необходимое для самовозбуждения условие баланса фаз. Действительно, положительное напряжение на сетке лампы $Л_1$ соответствует отрицательному напряжению на ее аноде и на сетке лампы $Л_2$. Последнее вызывает положительное напряжение на аноде, совпадающее по фазе с напряжением на сетке лампы $Л_1$. Условие баланса амплитуд обеспечивается соответствующим усилением каскадов схемы.

Теоретически можно представить полное равенство токов в обеих лампах, при котором конденсаторы заряжены и на сетках ламп устанавливается нулевое напряжение. Однако такое состояние неустойчиво и изменяется при малейших флуктуациях токов. Если, например, анодный ток лампы $Л_1$ несколько уменьшится, то ее анодное напряжение соответственно увеличится и вызовет равное увеличение напряжения на сетке лампы $Л_2$ (для быстрых изменений сопротивление конденсатора пренебрежимо мало). В свою очередь увеличение напряжения на

сетке вызовет приращение анодного тока лампы $Л_2$ и соответствующее уменьшение анодного напряжения будет передано на сетку лампы $Л_1$, способствуя дальнейшему уменьшению ее тока. Рассматриваемый процесс носит лавинообразный характер и заканчивается либо при насыщении лампы $Л_2$, либо при запирании лампы $Л_1$ (в мультивибраторах чаще используют запирание лампы). После запирания лампы $Л_1$ напряжение на ее аноде достигает величины E_a не сразу, а только после полного заряда конденсатора C_1. При этом ток заряда, протекающий через резистор R_2, продолжает поддерживать на сетке лампы $Л_2$ положительное напряжение. С другой стороны, напряжение на аноде лампы $Л_2$ во время лавинообразного процесса резко падает и конденсатор C_2 разряжается через открытую лампу и резистор R_1. За счет тока разряда на сетке лампы $Л_1$ продолжает поддерживаться отрицательное напряжение, запирающее лампу. Когда это напряжение достигнет определенной величины (напряжения запирания), лампа $Л_1$ открывается и происходит новое опрокидывание схемы в другое квазиустойчивое состояние. Далее эти процессы повторяются с периодом, зависящим от времени разряда конденсаторов. Эпюры напряжений на сетках и анодах ламп приведены на рис. 6.43. На них отчетливо видно, что напряжения на анодах ламп имеют одинаковую форму и сдвинуты относительно друг друга на половину периода. Аналогичное положение имеет место и для напряжений на сетках ламп.

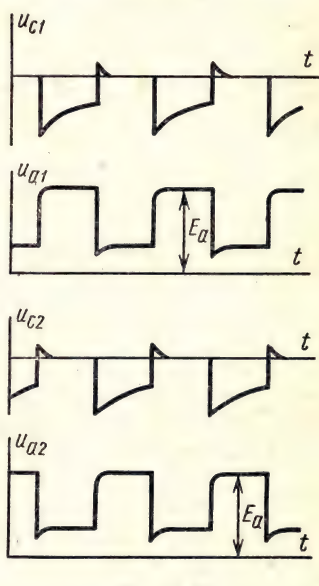


Рис. 6.43

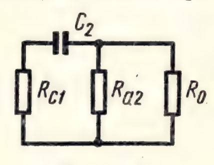


Рис. 6.44

Для определения *периода генерируемых колебаний* необходимо прежде всего оценить постоянную времени цепи разряда конденсатора τ. Для этого удобно воспользоваться эквивалентной схемой по переменному току одной половины мультивибратора (рис. 6.44). Учитывая малое сопротивление конденсатора $C_{бл}$, блокирующего источник питания, можно считать, что резистор R_a включен параллельно сопротивлению открытой лампы R_0.

Тогда

$$\tau = C\left(\frac{R_a R_0}{R_a + R_0} + R_c\right) \approx CR_c, \qquad (6.45)$$

так как $R_c >> R_0$ и $R_c >> R_a$.

Напряжение на сетке запертой лампы определяется напряжением на конденсаторе:

$$u_C = -U_m e^{-t/\tau} \qquad (6.46)$$

где U_m — начальное напряжение на сетке, равное перепаду напряжения на аноде другой лампы.

Через промежуток времени t_1 напряжение на сетке достигнет уровня запирания лампы $-U_з$ и произойдет новое опрокидывание схемы. Следовательно,

$$-U_з = -U_m e^{-t_1/\tau}, \tag{6.47}$$

откуда

$$t_1 = \tau \ln \frac{U_m}{U_з} = 2{,}3\tau \lg \frac{U_m}{U_з}. \tag{6.48}$$

Отношение перепада напряжения на аноде лампы U_m к вызвавшему его перепаду напряжения на сетке $U_з$ приблизительно равно коэффициенту усиления каскада K. Поэтому

$$t_1 \approx 2{,}3\,\tau \lg K = 2{,}3\,C R_c \lg K. \tag{6.49}$$

В симметричном мультивибраторе, у которого лампы, резисторы и конденсаторы одинаковы для обеих половин схемы (или, как говорят, плеч мультивибратора), период колебаний будет равен $2t_1$:

$$T = 2t_1 \approx 4{,}6\,CR_c \lg K. \tag{6.50}$$

Для несимметричного мультивибратора он будет определяться суммой двух различных временных интервалов t_1 и t_2, соответствующих времени разряда конденсаторов C_1 и C_2.

В несимметричных мультивибраторах лампы обычно выбирают одинаковыми, а анодные нагрузки — равными. Различное время t_1 и t_2 достигается за счет неодинаковых цепочек связи $R_{c2}C_1$ и $R_{c1}C_2$. Чем короче должен быть один из импульсов, тем меньше выбирают соответствующую постоянную времени. Однако при очень малой длительности импульса другой конденсатор не успевает заряжаться до полного напряжения источника. На практике отношение t_1 к t_2 трудно получить больше 10.

На форму генерируемых импульсов определенное влияние оказывают паразитные емкости схемы, куда входят межэлектродные емкости ламп, емкости монтажа и нагрузки. Они замедляют изменение напряжений в мультивибраторе, так как их заряд и разряд занимает определенное, хотя и весьма малое время.

Для получения более крутых фронтов и спадов генерируемых импульсов применяемые в схеме лампы должны иметь большую крутизну и малые межэлектродные емкости.

Необходимо отметить, что длительность фронта положительного импульса значительно больше длительности его спада. Это связано не только с разными величинами сопротивления, через которые происходит заряд и разряд конденсаторов, но и разной величиной общей емкости, участвующей в этих процессах. Действительно, при формировании фронта импульса происходит заряд емкости C и выходной емкости $C_{вых}$, включающей емкость нагрузки. При отпирании лампы, когда формируется спад импульса, к емкости C последовательно присоединя-

ется малая межэлектродная емкость сетка — катод, которая при заряде шунтировалась открытой лампой. Фактически эта малая емкость совместно с выходной емкостью и определяет длительность спада импульса.

Наряду с рассмотренной схемой встречаются и ее разновидности, имеющие другие характеристики. Приведем некоторые из них.

Несколько лучшую форму генерируемых прямоугольных импульсов обеспечивает мультивибратор на пентодах с электронной связью (рис. 6.45). Фактически мультивибратор здесь собран на триодных частях ламп (роль анодов выполняют экранные сетки). С нагрузкой мультивибратор связан не непосредственно, а через электронный поток, поэтому нагрузка меньше влияет на работу мультивибратора. Через резистор в анодной цепи ток заряда конденсатора не проходит и форма выходного напряжения получается почти прямоугольной.

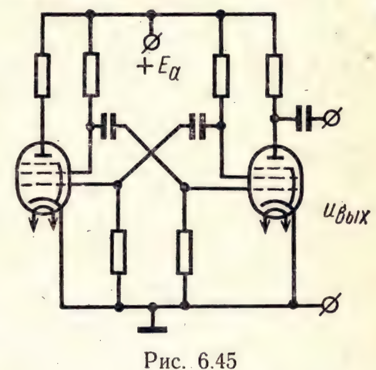


Рис. 6.45

Повышенная стабильность частоты мультивибратора обеспечивается в схеме с подключением резисторов утечки сеток не к корпусу, а к плюсу источника питания (рис. 6.46). Как было показано [см. (6.48)],

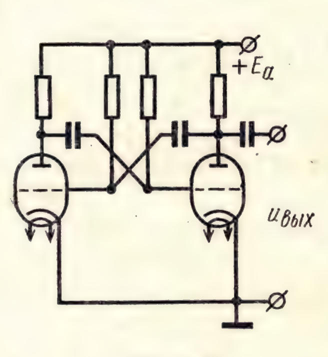


Рис. 6.46

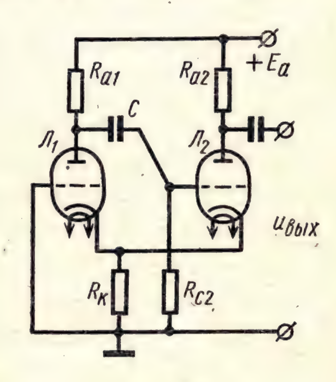


Рис. 6.47

период колебаний мультивибратора зависит от уровня запирания лампы. Последний меняется при смене ламп, их старении, а также при изменении величины анодного напряжения. Очевидно, что влияние напряжения запирания на период колебаний уменьшится, если изменение сеточного наряжения будет идти по более крутой кривой. Это достигается в рассматриваемой схеме, где напряжение на сетке запертой лампы стремится не к нулю, а к определенному положительному значению.

Кроме схем мультивибраторов с анодно-сеточными связями применяют схему с катодной связью, где одна анодно-сеточная связь заменена связью через общий резистор $R_к$ в катодных цепях ламп (рис. 6.47). При правильном соотношении параметров здесь также соблюдается условие баланса фаз.

Предположим, что в данный момент лампа $Л_1$ открыта, а лампа $Л_2$ заперта. Конденсатор C разряжается через лампу $Л_1$ и резисторы $R_к$, $R_{с2}$. Когда смещение на сетке лампы $Л_2$ достигнет уровня запирания, лампа $Л_2$ откроется. За счет ее анодного тока увеличится падение напряжения на $R_к$, что приведет к уменьшению потенциала сетки лампы $Л_1$ и соответственному уменьшению ее анодного тока. Увеличение напряжения на аноде лампы $Л_1$ прикладывается к сетке лампы $Л_2$ и процесс нарастает лавинообразно. В результате лампа $Л_1$ запирается, а лампа $Л_2$ открывается. Конденсатор C начинает заряжаться через резистор $R_{а1}$, промежуток сетка — катод лампы $Л_2$ и резистор $R_к$. Положительное падение напряжения на сопротивлении промежутка сетка — катод вызывает появление анодного тока лампы $Л_2$. Падение напряжения за счет этого тока на сопротивлении $R_к$ держит лампу $Л_1$ в запертом состоянии. По мере заряда конденсатора C смещение на сетке лампы $Л_1$ уменьшается и, когда оно достигнет уровня запирания, лампа открывается. Отрицательный перепад напряжения на аноде лампы $Л_1$ передается на сетку лампы $Л_2$, еще больше уменьшая ее ток. Процесс нарастает лавинообразно и приводит к отпиранию лампы $Л_1$ и запиранию лампы $Л_2$. В отличие от схем с анодно-сеточными связями здесь промежутки времени, когда лампы открыты и закрыты, определяются одним конденсатором C. Однако постоянная времени разряда значительно больше постоянной времени заряда. Поэтому лампа $Л_2$ заперта бо́льшую часть периода колебаний, которые получаются несимметричными.

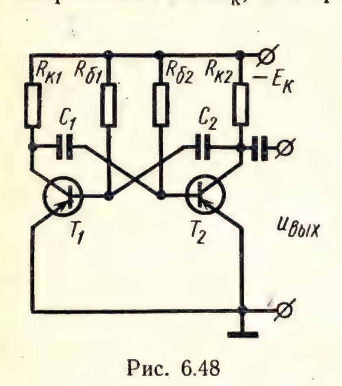


Рис. 6.48

В регенеративных схемах транзисторы применяют чаще, чем в генераторах гармонических колебаний, так как фактически роль нелинейных элементов здесь сводится к периодическому переключению конденсаторов с заряда на разряд. Каждую из рассмотренных ранее ламповых схем мультивибраторов, в принципе, можно построить и на транзисторах, но применение на практике нашли только некоторые из них.

В частности, хорошие результаты дает схема мультивибратора с отрицательными базами (рис. 6.48), аналогичная ламповой схеме рис. 6.46. Транзисторы периодически переходят из запертого состояния в режим насыщения, переключая конденсаторы с заряда на разряд. Наличие положительной обратной связи обеспечивает самовозбуждение схемы при малейших различиях режимов транзисторов. Если в какой-то момент времени транзистор T_1 заперся, а транзистор T_2 открылся,

то конденсатор C_2 начнет разряжаться через резисторы $R_{б1}$, $R_{к2}$ и открытый транзистор. Поскольку кроме напряжения на конденсаторе в этой цепи действует и напряжение источника питания, конденсатор будет стремиться перезарядиться. Однако это не происходит, так как при напряжении на конденсаторе, близком к нулю, напряжение между базой и эмиттером транзистора T_1 становится также близким к нулю и транзистор открывается. Положительный перепад напряжения на его коллекторе передается на базу транзистора T_2, что приводит к уменьшению коллекторного тока. Отрицательный перепад напряжения на коллекторе передается через конденсатор C_2 на базу транзистора T_1, приводя к дальнейшему нарастанию его коллекторного тока. Процесс развивается лавинообразно и транзистор T_1 оказывается открытым, а транзистор T_2 — закрытым. Одновременно с разрядом конденсатора C_2 происходит заряд конденсатора C_1 через открытый транзистор T_2 и резистор $R_{к1}$. Вторая часть периода колебаний приводит к новому перезаряду конденсаторов и возвращению схемы в состояние, которое было принято при рассмотрении за исходное.

На основании соображений, аналогичных принятым при анализе лампового мультивибратора, можно получить выражение, определяющее длительность отрицательного импульса на коллекторе транзистора:

$$t_1 \approx 0{,}7\, CR_б\,, \qquad (6.51)$$

откуда период колебаний симметричного мультивибратора

$$T = 2t_1 \approx 1{,}4\, CR_б\,. \qquad (6.52)$$

Поскольку транзисторы в такой схеме работают в режиме насыщения, частота генерируемых колебаний практически не зависит от стабильности источника питания. Длительность переходных процессов, которые обусловливают фронты и спады импульсов, в транзисторных схемах определяется не только паразитными емкостями, но и инерционностью самих транзисторов. Однако благодаря меньшим сопротивлениям резисторов схемы и лучшим ключевым свойствам транзисторов влияние паразитных емкостей здесь сказывается значительно меньше, чем в ламповых схемах.

Для транзисторных мультивибраторов существенным оказывается влияние температуры на обратный ток базы запертого транзистора, что приводит к изменению работы времязадающих цепей схемы и сказывается на стабильности частоты генерируемых колебаний. Для уменьшения этого влияния обычно стремятся выбирать меньшие сопротивления в цепи базы. Однако при этом для сохранения заданного периода колебаний нужно увеличивать емкость конденсаторов, что в свою очередь приводит к растягиванию фронта импульса.

Ждущий мультивибратор может быть получен из мультивибратора с самовозбуждением, если принудительно запереть его в одном из квазиустойчивых состояний, превратив его в устойчивое. Для этого достаточно подать на сетку одной из ламп отрицательное напряжение, соответствующее уровню запирания. Если на сетку этой лампы приходит положительный запускающий импульс, компенсирующий запирающее напряжение, в схеме произойдут процессы, соответствующие

одному полному циклу автоколебаний. Весь этот цикл будет проходить без участия запускающего импульса и независимо от него.

Таким образом, в ждущем мультивибраторе переход из устойчивого состояния в квазиустойчивое происходит под воздействием запускающего импульса, а из квазиустойчивого в устойчивое — в результате внутренних процессов в схеме. С выхода ждущего мультивибратора можно снять импульсы, длительность которых определяется параметрами разрядной цепи конденсатора в схеме, а время появления и частота следования — запускающими импульсами.

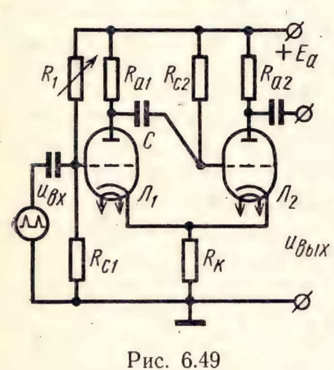


Рис. 6.49

В качестве ждущего мультивибратора сравнительно редко применяется основная схема с анодно-сеточными связями. Широкое распространение нашли схемы с положительными сетками и с катодной связью (см. рис. 6.46 и 6.47), а также соответствующие им транзисторные схемы.

Хорошие результаты дает схема ждущего мультивибратора с катодной связью и положительным смещением (рис. 6.49). В устойчивом состоянии лампа $Л_2$ открыта, так как на сетке имеется положительное напряжение. Поскольку сопротивление резистора R_{c2} значительно превышает сопротивление промежутка сетка — катод открытой лампы, напряжение между сеткой и катодом близко к нулю. Напряжение на резисторе R_{c2} равно разности напряжения источника анодного питания и падения напряжения $U_к$ на общем катодном резисторе $R_к$. Лампа $Л_1$ заперта отрицательным смещением, создающимся на резисторе $R_к$ за счет анодного тока лампы $Л_2$. Конденсатор C заряжен до разности напряжений анодного источника $E_а$ и напряжения $U_к$.

При поступлении положительного запускающего импульса на сетку лампы $Л_1$ она открывается, отрицательный перепад напряжения передается через конденсатор C на сетку лампы $Л_2$, что вызывает уменьшение ее анодного тока. В результате лавинообразного процесса лампа $Л_1$ отпирается, а лампа $Л_2$ запирается. Схема находится в неустойчивом состоянии. Переход в устойчивое состояние происходит при разряде конденсатора C через открытую лампу $Л_1$ и резисторы $R_к$, R_{c2}. Создающееся при этом падение напряжения на $R_к$ удерживает лампу $Л_2$ в запертом состоянии, несмотря на приложенное к ее сетке положительное смещение. Когда суммарное напряжение на сетке лампы $Л_2$ достигнет уровня запирания, лампа открывается, ее анодный ток увеличивает падение напряжения на сопротивлении $R_к$, что приводит к уменьшению анодного тока лампы $Л_1$ и увеличению положительного напряжения на сетке лампы $Л_2$. В результате лавинообразного процесса схема возвращается в исходное устойчивое состояние.

Длительность выходного положительного импульса определяется временем закрытого состояния лампы $Л_2$. В рассматриваемой схеме длительность выходного импульса может изменяться в широких пре-

делах изменением положительного напряжения на сетке лампы $Л_1$ с помощью переменного резистора R_1. При увеличении этого напряжения ток открытой лампы $Л_1$, а следовательно, и отрицательный перепад напряжения, передающийся на сетку лампы $Л_2$, возрастают. Это приводит к удлинению выходного импульса, причем зависимость длительности импульса от напряжения на сетке близка к линейной.

Ждущие мультивибраторы часто применяют для *временно́й задержки импульсов*. Мультивибратор запускается импульсом, а его длинный выходной импульс подается на дифференцирующую цепь. Положительные остроконечные импульсы, соответствующие фронту дифференцируемого импульса, срезаются ограничителем. Остаются отрицательные импульсы, задержанные по отношению к запускающим на время, равное длительности импульса ждущего мультивибратора.

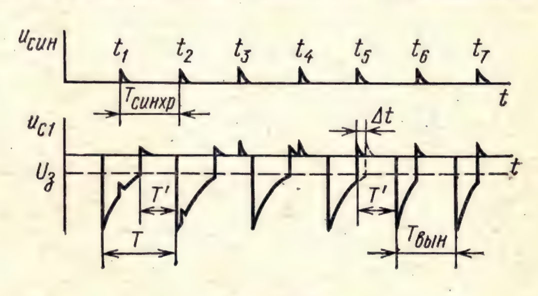


Рис. 6.50

Аналогично генераторам гармонических колебаний мультивибраторы также могут работать *в режиме синхронизации*. В этом случае частота генерируемых колебаний изменяется и становится равной или кратной частоте воздействующего (синхронизирующего) напряжения. Поскольку синхронизация ламповых и транзисторных мультивибраторов не имеет существенных отличий, ограничимся рассмотрением процессов на одном примере. Если ввести в цепь сетки одной из ламп мультивибратора (например, $Л_1$ в схеме рис. 6.42) синхронизирующие импульсы определенной частоты следования, их воздействие на мультивибратор будет зависеть от момента прихода импульса относительно временны́х процессов, происходящих в схеме. На эпюрах рис. 6.50 видно, что положительные синхронизирующие импульсы, пришедшие в моменты времени t_1 и t_2, ничего не меняют в работе схемы, так как отрицательное напряжение на сетке в эти моменты превышает амплитуду импульсов. Импульсы, пришедшие в моменты времени t_3 и t_4, поступают на сетку открытой лампы и опрокидывания схемы не вызывают. Импульс, поступивший на сетку в момент времени t_5, заставит лампу открыться, так как суммарное напряжение на сетке окажется выше уровня запирания лампы. При этом процесс опрокидывания произойдет несколько раньше (на время Δt), чем это имело бы место в схеме без прихода синхронизирующего импульса. Поскольку продолжительность открытого состояния лампы остается прежней, определяемой постоянной времени цепи разряда конденсатора, следующее опрокидывание схемы произойдет тоже на время Δt раньше. Поэтому к моменту t_6, когда поступает следующий синхронизирующий импульс, напряжение на сетке запертой лампы будет таким же, как и в момент t_5. Следовательно, схема снова опрокинется преждевременно. Такое же положение будет сохраняться при всех последующих импульсах и

мультивибратор будет работать в режиме синхронизации. Продолжительность запертого состояния лампы и период колебаний мультивибратора будет определяться частотой следования синхронизирующих импульсов. Продолжительность переходного процесса (на приведенных эпюрах отрезок времени от t_1 до t_5) является случайной величиной и зависит от амплитуды синхронизирующих импульсов и момента прихода первого из них.

Для устойчивой синхронизации необходимо, чтобы частота следования синхронизирующих импульсов была несколько выше собственной частоты мультивибратора. Стабильность засинхронизированной

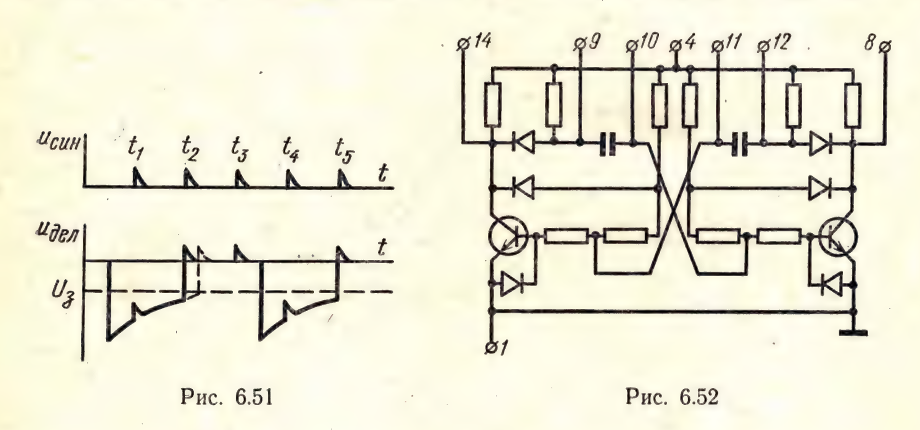


Рис. 6.51

Рис. 6.52

частоты повышается при более крутом фронте синхронизирующих импульсов.

Явление синхронизации мультивибратора часто используют для *деления частоты*. Если выбрать частоту синхронизирующих импульсов значительно выше частоты собственных колебаний мультивибратора, синхронизация имеет место, но осуществляется не каждым приходящим импульсом, а только через n импульсов (на эпюре рис. 6.51 каждым третьим импульсом). Остальные импульсы попадают в моменты, когда они не изменяют собственных процессов в схеме. Тогда частота синхронизированных колебаний мультивибратора будет в целое число раз меньше частоты синхронизирующих импульсов. Отношение частот носит название коэффициента деления частоты:

$$n = \frac{f_{\text{синхр}}}{f_{\text{ген}}}. \qquad (6.53)$$

Режим деления частоты требует определенной амплитуды синхронизирующих импульсов, так как при большей амплитуде лампа будет открываться одним из предыдущих импульсов. При большом коэффициенте деления частоты необходимая амплитуда синхронизирующих импульсов может оказаться столь малой, что при изменении уровня запирания ламп синхронизация станет неустойчивой. Обычно на практике коэффициент деления редко выбирают больше 5—6, а для

получения больших коэффициентов деления применяют несколько делителей, включенных последовательно. При этом общий коэффициент деления частоты будет равен произведению коэффициентов деления всех делителей.

Помимо генераторов синусоидальных колебаний, рассмотренных в § 5.3, промышленность выпускает интегральные схемы генераторов колебаний специальной формы, в частности мультивибраторов. Применение таких типовых интегральных схем позволяет упростить проектирование и производство ряда устройств промышленной электроники. Свойственная интегральным схемам частотная и температурная стабильность позволяет улучшить соответствующие характеристики построенных на них схем.

В качестве примера можно привести гибридную схему мультивибратора автоколебаний типа 2ГФ181 (рис. 6.52). Напряжение источника питания 6,3В ± 10%, потребляемая мощность не более 86 мВт. Частота следования выходных импульсов при использовании автономных элементов от 50 Гц до 0,6 МГц. Амплитуда выходного сигнала не менее 3 В. Длительность фронта и спада не более 1 мкс.

§ 6.4. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Блокинг-генератором называют однокаскадный генератор с сильной индуктивной обратной связью, служащий для генерирования коротких импульсов, по форме близких к прямоугольным. Обратная связь в блокинг-генераторах осуществляется специальными импульсными трансформаторами. Отличительной особенностью блокинг-генераторов является большая скважность генерируемых импульсов. Обычно длительность импульсов блокинг-генератора лежит в пределах от десятых долей до десятков микросекунд, а частота следования от десятков герц до сотен килогерц. Амплитуда генерируемых импульсов может приближаться к напряжению источника, а при наличии третьей повышающей обмотки импульсного трансформатора превышать его в несколько раз.

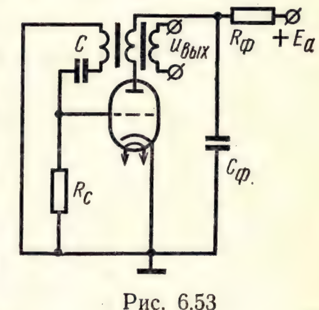


Рис. 6.53

Блокинг-генераторы применяют в самых разнообразных схемах промышленной электроники, но из-за невысокой стабильности используют главным образом в режимах синхронизации, деления частоты и в ждущем режиме.

Рассмотрим работу блокинг-генератора с самовозбуждением на простейшей схеме рис. 6.53. В качестве исходного примем состояние, при котором лампа заперта. Конденсатор C, зарядившийся во время генерации предыдущего импульса, медленно разряжается через вторичную обмотку импульсного трансформатора и сопротивление утечки сетки R_c. По мере разряда конденсатора отрицательное напряжение

на сетке уменьшается и при достижении уровня запирания лампа открывается. Появившийся анодный ток лампы, проходя по первичной обмотке трансформатора, наводит во вторичной обмотке э. д. с., приложенную к сетке лампы. Концы вторичной обмотки включены таким образом, что напряжение на сетке при этом возрастает, приводя к дальнейшему увеличению анодного тока. Процесс развивается лавинообразно. Увеличение анодного тока вызывает уменьшение напряжения на аноде лампы и возрастание сеточного тока. В результате резко падает крутизна анодно-сеточной характеристики лампы, а следовательно, уменьшается влияние сетки на рост анодного тока. На этом заканчивается формирование фронта импульса и дальше процесс замедляется. Конденсатор C заряжается сеточным током через сопротивление участка сетка — катод. Постоянная времени этой цепи определяет длительность вершины импульса.

При уменьшении напряжения на сетке рабочая точка переходит в область характеристики с большей крутизной и наступает момент, когда начинает выполняться условие самовозбуждения. Теперь процесс происходит в обратном порядке. Напряжение на сетке уменьшается, вызывая уменьшение анодного тока. На вторичной обмотке трансформатора индуктируется отрицательная э. д. с., способствующая еще большему уменьшению анодного тока. В результате лавинообразного процесса лампа запирается. При этом напряжение на сетке продолжает убывать и после запирания лампы благодаря появлению на обмотках трансформатора значительных импульсов напряжения, вызванных быстрым изменением анодного тока.

Медленным разрядом конденсатора C начинается следующий цикл работы блокинг-генератора. Поскольку сопротивление резистора R_c в цепи разряда значительно превышает сопротивление участка сетка — катод открытой лампы, импульсы следуют с большой скважностью. Можно считать, что период следования импульсов, приблизительно равен постоянной времени цепи разряда

$$T_и \approx R_c C. \tag{6.54}$$

Период (а следовательно, и частоту) следования импульсов можно изменять в широких пределах с помощью сопротивления резистора R_c. Длительность импульсов регулируется изменением емкости конденсатора C.

Схема блокинг-генератора проста и содержит мало деталей, но для нормальной ее работы лампа и трансформатор должны удовлетворять определенным требованиям.

Получение достаточной мощности в импульсе обеспечивается лампами с оксидным катодом, у которых импульсный ток может во много раз превышать ток в режиме непрерывной работы. При этом средняя мощность, выделяющаяся на аноде, не должна превышать допустимую. Поскольку в блокинг-генераторе сеточный ток достигает больших значений, иногда даже превосходящих значения анодного тока, необходимо обеспечить нормальный тепловой режим сетки. Средняя мощность,

выделяющаяся на сетке, не должна превосходить допустимую мощность:

$$P_{ср.\,с} = \frac{P_{и.с}}{q} = \frac{I_{c\,max}\,U_{c\,max}}{q} \leqslant P_{доп.\,с}, \qquad (6.55)$$

где q — скважность генерируемых импульсов.

Обычно в паспортных данных лампы значение $P_{доп.\,с}$ не указывается и ее можно считать равной 20% допустимой мощности рассеяния на аноде.

Кроме того, лампы, применяемые в блокинг-генераторах, должны иметь большую крутизну, обеспечивающую условие самовозбуждения, и малые межэлектродные емкости для получения крутых фронта и спада импульса.

Импульсные трансформаторы, используемые в блокинг-генераторах, имеют ряд отличий от обычных низкочастотных трансформаторов. Поскольку в импульсных трансформаторах происходит очень быстрое изменение магнитного потока, возрастают потери на гистерезис и вихревые токи. Для их уменьшения сердечник выполняется из высококачественной стали с большой начальной магнитной проницаемостью, пермаллоя или феррита. Толщина стальной ленты выбирается очень малой, иногда порядка одной сотой миллиметра. Как правило, используются витые сердечники. Вторичная (сеточная) обмотка располагается ближе к сердечнику, а затем наматывается первичная (анодная) обмотка. Коэффициент трансформации обычно находится в пределах 0,5—1. Число витков не превышает нескольких десятков или сотен. Для уменьшения емкости между анодной и сеточной обмотками может устанавливаться электростатический экран в виде разрезанного кольца из тонкой ленты. В большинстве импульсных трансформаторов наматывается еще третья нагрузочная обмотка.

Для лучшего использования источника питания анодная цепь блокинг-генератора питается через фильтр $R_ф C_ф$ (см. рис. 6.53). Конденсатор фильтра накапливает энергию в промежутках между импульсами, а во время генерирования импульса разряжается через малое сопротивление лампы, как бы дублируя источник питания. При отсутствии такого фильтра напряжение источника питания понижалось бы во время генерации импульса благодаря большому отдаваемому току.

Кроме рассмотренного основного варианта блокинг-генератора в схемах промышленной электроники используют различные его модификации, позволяющие получать бо́льшую стабильность периода следования или длительности импульсов.

Схема с искусственной линией, фиксирующей длительность импульса, приведена на рис. 6.54. Практически она отличается от основной схемы только тем, что вместо конденсатора включен отрезок длинной линии. Работа схемы аналогична рассмотренной, но к началу формирования плоской вершины импульса напряжение на вторичной (сеточной) обмотке трансформатора прикладывается к сетке лампы и входу линии. Если волновое сопротивление линии равно сопротивлению участка сетка — катод открытой лампы, по линии будет распространяться прямая волна напряжения, равная половине индуктированного напряжения. Когда эта волна, достигнув разомкнутого конца линии и

удвоившись, вернется к входу линии, напряжение на нем скачком увеличится вдвое. Напряжение на сетке резко упадет и начнется спад импульса. Длительность формируемого импульса будет равна удвоенному времени пробега волны вдоль линии [см. (6.24)]:

$$t_и = 2n\sqrt{LC}. \qquad (6.56)$$

После окончания импульса лампа будет заперта напряжением на конденсаторах линии, которые будут медленно разряжаться через большое сопротивление резистора R_c. При этом индуктивности линии практически не влияют на процесс разряда и искусственная линия ведет се-

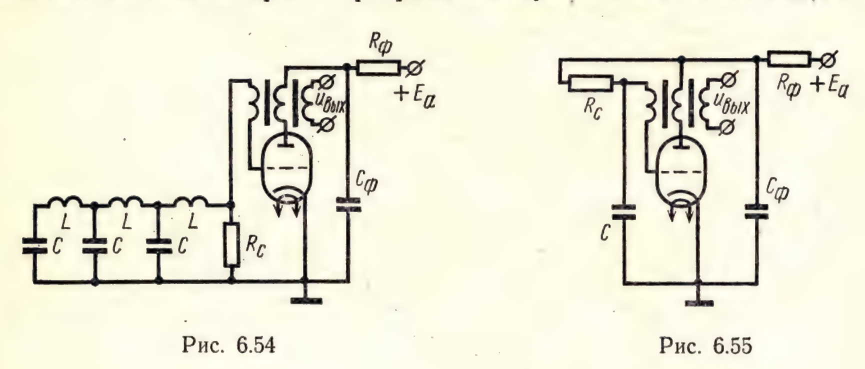


Рис. 6.54

Рис. 6.55

бя как сосредоточенная емкость $C' = nC$. После окончания разряда, когда напряжение на сетке достигает уровня запирания, лампа открывается и происходит новый лавинообразный процесс. В схеме с искусственной линией повышается стабильность не только длительности, но и периода следования импульсов. В то же время длительность фронта импульса здесь больше, а форма вершины хуже, чем в основной схеме.

Для повышения стабильности частоты следования импульсов в блокинг-генераторе, как и в мультивибраторе, нужно увеличить крутизну кривой разряда конденсатора, чтобы она более четко пересекалась с уровнем запирания лампы. С этой целью резистор сеточной утечки R_c можно подключить к источнику анодного напряжения (рис. 6.55). Тогда разряд конденсатора в интервале между импульсами происходит через источник питания и резистор R_c, а напряжение на сетке растет по экспоненциальному закону, стремясь не к нулю, как в основной схеме, а к напряжению E_a. При этом кривая разряда пересекает уровень запирания лампы на своем начальном крутом участке и возможные изменения анодного напряжения и уровня запирания меньше влияют на период следования импульсов. Благодаря большой крутизне кривой разряда уровень запирания лампы здесь достигается быстрее. Поэтому при прочих равных условиях частота следования импульсов в *схеме с положительным смещением* будет выше, чем в основной.

Специально для стабилизации периода следования импульсов применяют *блокинг-генераторы с колебательным контуром*. В схеме, приведенной на рис. 6.56,*а*, контур может быть включен в цепь катода

(заземление нижней точки контура) или в цепь сетки (заземление верхней точки контура, изображенное пунктиром). Принципиальной разницы между этими схемами нет. Колебательный контур во время формирования импульса не играет роли, так как период его собственных колебаний выбирается значительно больше длительности импульса и индуктивность контура в это время представляет собой разрыв для сеточного тока. Емкость контура выбирается в 10—15 раз больше ем-

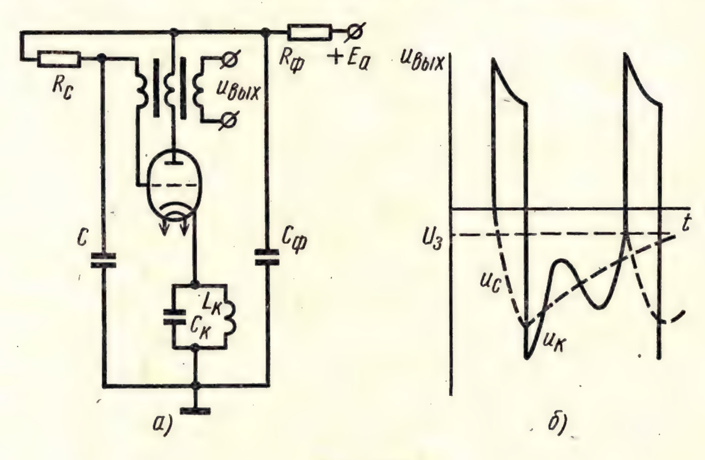


Рис. 6.56

кости конденсатора C. Во время формирования импульса последовательно соединенные емкости $C_к$ и C заряжаются, выполняя роль единственного конденсатора в основной схеме. Когда лампа запирается, обрывается цепь сеточного тока и колебательный контур ударно возбуждается. Во время интервала между импульсами затухающее напряжение на колебательном контуре складывается с напряжением на конденсаторе C, изменяющимся по экспоненте. На эпюрах рис. 6.56,*б* видно, что период следования импульсов $T_и$ лежит в пределах

$$T_к\left(n+\frac{1}{4}\right)<T_и<T_к\left(n+\frac{1}{2}\right), \quad (6.57)$$

где $T_к$ — период колебательного контура; n — число полных периодов колебаний, укладывающихся в одном периоде следования импульсов.

Обычно выбирается соотношение с $n = 5 \div 10$. На эпюрах хорошо видно, что кривая напряжения на сетке подходит к уровню запирания с большой крутизной.

Отличие между схемами с колебательным контуром в цепи сетки и в цепи катода заключается в том, что в первом случае конденсаторы заряжаются только сеточным током, а во втором — и сеточным и анодным. Поэтому амплитуда колебаний в контуре во втором случае больше, чем в первом.

Часто нагрузка блокинг-генератора подключается к третьей обмотке импульсного трансформатора. Это позволяет получить требуемые полярность и амплитуду выходных импульсов. На практике используются также схемы, в которых выходное напряжение снимается со специальных анодных или катодных резисторов. Встречаются случаи одновременного включения обоих резисторов (рис. 6.57). С анодной нагрузки снимаются импульсы отрицательной полярности, а с катодной — положительной. Сопротивления нагрузочных резисторов выби-

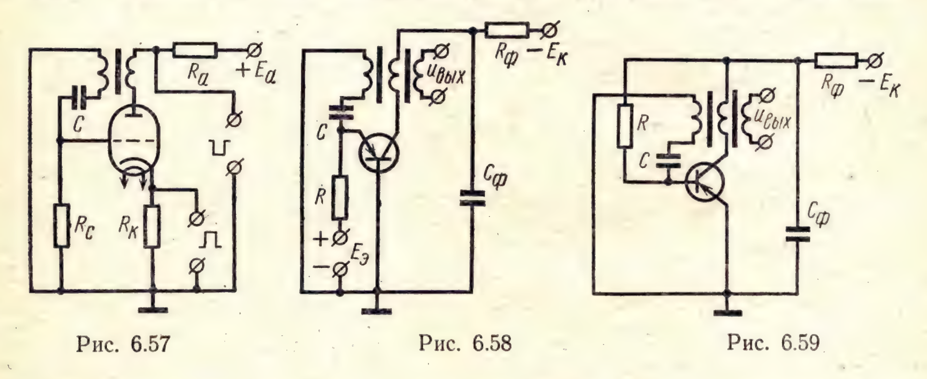


Рис. 6.57 Рис. 6.58 Рис. 6.59

рают небольшими (десятки и сотни ом). При этом обеспечивается малая величина выходного сопротивления схемы и одновременно небольшая постоянная времени заряда и разряда паразитных емкостей, подключенных к выходу схемы, что предотвращает растягивание фронта и спада импульсов.

Блокинг-генераторы на транзисторах по своему действию мало отличаются от рассмотренных ламповых схем. Различные способы включения вторичной обмотки трансформатора позволяют выполнить блокинг-генераторы по схеме с общей базой (рис. 6.58) и с общим эмиттером (рис. 6.59). На базу подается отрицательное смещение, что соответствует положительному смещению на сетке в ламповой схеме. Конденсатор C, заряженный до максимального напряжения во время формирования импульса, перезаряжается через вторичную обмотку трансформатора и резистор R. В результате падения напряжения на резисторе R напряжение базы относительно эмиттера оказывается положительным и транзистор запирается. По мере перезаряда конденсатора напряжение на базе убывает и в момент достижения напряжения запирания, примерно равного нулю, транзистор открывается и в коллекторной цепи появляется ток. Появление этого тока вызывает в первичной обмотке трансформатора э. д. с. самоиндукции, препятствующей увеличению тока. Во вторичной обмотке возникает э. д. с., вызывающая понижение напряжения на базе. Происходит лавинообразный процесс, который прекращается при достижении насыщения транзистора. Во время этого процесса напряжение на конденсаторе C практически не успевает измениться, так как длительность фронта формируемого импульса весьма мала. Напряжение на коллекторе в режиме насыщения близко к нулю.

После окончания лавинообразного процесса вследствие насыщения транзистора входной ток не управляет коллекторным током и э. д. с. во вторичной обмотке резко падает. Однако это не приводит к изменению напряжения на коллекторе, так как при убывании тока базы на обмотках трансформатора возникают э. д. с. Наличие э. д. с. в базовой обмотке трансформатора приводит к заряду конденсатора C током базы. При этом заряд протекает быстро, так как прямое сопротивление участка эмиттер — база весьма мало. По мере заряда конденсатора напряжение на базе повышается, а ток во входной цепи убывает, что приводит к выходу транзистора из режима насыщения. Процесс формирования вершины импульса заканчивается в тот момент, когда ток базы достигает такой величины, при которой начинается обратный лавинообразный процесс. Уменьшение коллекторного тока вызывает появление э. д. с. самоиндукции в первичной обмотке трансформатора. В результате действия положительной обратной связи происходит повышение напряжения на базе и уменьшение тока во входной цепи, что приводит к дальнейшему уменьшению коллекторного тока. В результате лавинообразного процесса транзистор запирается, после чего вновь начинается медленный перезаряд конденсатора C.

Инерционность транзисторов способствует некоторому удлинению фронта и спада генерируемых импульсов, однако для современных транзисторов их длительность не превышает десятков наносекунд.

Блокинг-генератор может быть переведен в *ждущий режим* подачей отрицательного смещения в цепь сетки. Положительный запускающий импульс открывает лампу и блокинг-генератор генерирует один импульс. После его окончания конденсатор разряжается только до напряжения смещения и лампа остается запертой. Частота повторения генерируемых импульсов полностью определяется частотой импульсов запуска.

При *запуске ждущего блокинг-генератора* нужно обеспечить быстрое нарастание напряжения на сетке лампы и вместе с тем исключить возможное влияние цепи запуска и схемы. На практике используется несколько схем запуска, удовлетворяющих этим условиям.

В схеме рис. 6.60 отрицательный запускающий импульс подается в анодную цепь блокинг-генератора через разделительный диод $Д$. Обмотки трансформатора включены так, что на сетку импульс поступает в положительной полярности и после открывания лампы начинается формирование импульса. Падение напряжения на аноде лампы запирает диод, разделяя цепь запуска и схему блокинг-генератора.

В схеме рис. 6.61 для запуска используют дополнительную лампу $Л_2$. Положительный запускающий импульс подается на ее сетку, а усиленный импульс отрицательной полярности с анода поступает через трансформатор на сетку лампы $Л_1$ блокинг-генератора в положительной полярности. Начинается процесс формирования импульса, а понижение напряжения на анодах ламп приводит к запиранию лампы $Л_2$ и разобщению схем запуска и блокинг-генератора.

В схеме рис. 6.62 в цепи запуска используют катодный повторитель. Положительный запускающий импульс, поданный на сетку лампы $Л_2$ катодного повторителя, в той же полярности снимается с ее катодной

нагрузки и поступает на сетку лампы $Л_1$ блокинг-генератора. Благодаря малому выходному сопротивлению катодного повторителя напряжение на конденсаторе C быстро нарастает, способствуя быстрому открыванию лампы. Положительный импульс, формирующийся в сеточной цепи блокинг-генератора, запирает лампу $Л_2$, разобщая блокинг-генератор и цепь запуска. После запирания лампы $Л_1$ катодный повторитель открывается и конденсатор C быстро разря-

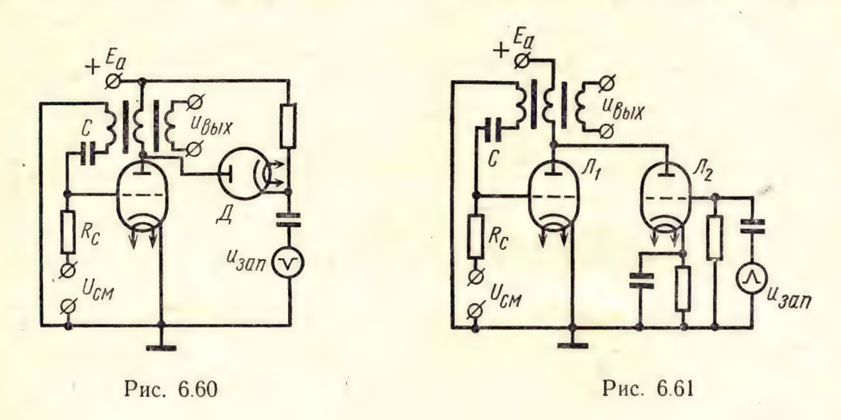


Рис. 6.60 Рис. 6.61

жается через малое сопротивление. Поэтому время восстановления схемы здесь резко сокращается, что позволяет запускать блокинг-генератор импульсами с большей частотой повторения.

В транзисторных блокинг-генераторах перевод в ждущий режим осуществляется подачей положительного смещения в цепь базы. При этом можно вместо отдельного источника смещения использовать от-

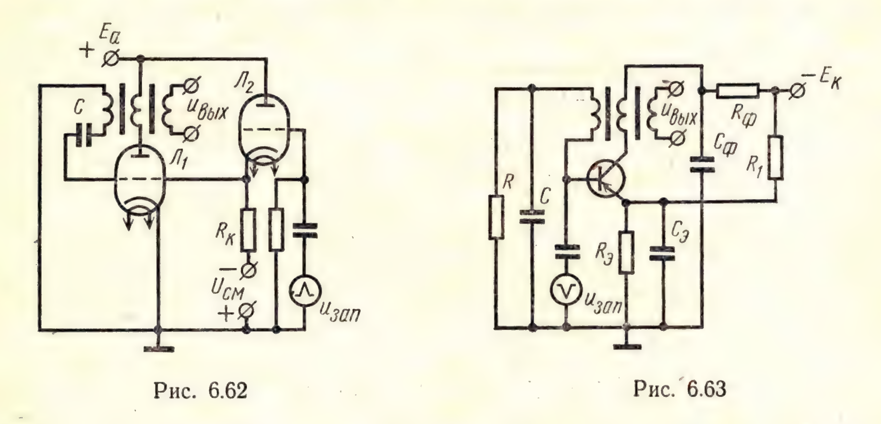


Рис. 6.62 Рис. 6.63

рицательное смещение в цепи эмиттера (рис. 6.63). Смещение создается за счет источника $E_к$ на делителе R_1, $R_э$. Резистор $R_э$ шунтируется конденсатором $C_э$ большой емкости (до единиц микрофарад).

Способы запуска ждущих блокинг-генераторов на транзисторах аналогичны рассмотренным ранее, применительно к ламповым схемам.

Для повышения стабильности частоты блокинг-генераторов с самовозбуждением применяется *синхронизация* импульсами с высокой стабильностью частоты следования. Для подачи синхронизирующих импульсов используют схемы запуска ждущих блокинг-генераторов. Работа блокинг-генератора в режиме синхронизации полностью соответствует рассмотренной ранее синхронизации мультивибраторов (см. § 6.3). Синхронизирующие импульсы с периодом следования, несколько меньшим, чем собственный период блокинг-генератора, открывают лампу с небольшим опережением, навязывая свою частоту блокинг-генератору.

Блокинг-генераторы, как и мультивибраторы, могут использоваться для *деления частоты*. При этом собственный период блокинг-генератора выбирают в несколько раз бо́льшим периода следования входных импульсов. Их амплитуда не должна превышать определенную величину, чтобы лампа блокинг-генератора отпиралась не каждым входным импульсом, а только через определенное число периодов.

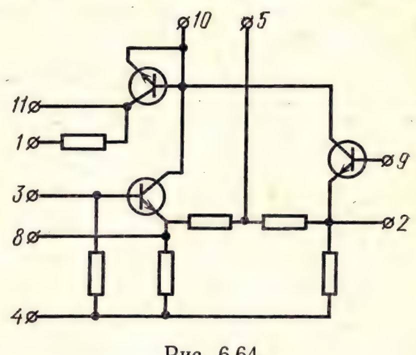


Рис. 6.64

Из типовых интегральных схем блокинг-генераторов, выпускаемых промышленностью, упомянем полупроводниковую схему ждущего блокинг-генератора типа 1ГФ191 (рис. 6.64). Схема построена на трех транзисторах. Напряжение источника питания 6,3В ± 10%, ток потребления не более 2,5 мА. Частота следования входных импульсов до 100 кГц при длительности 0,2—0,4 мкс. Амплитуда выходного импульса не менее 4,5 В, длительность 0,5—1,4 мкс.

Контрольные вопросы

1. Что называют электрическим импульсом?
2. Чем отличаются радиоимпульсы от видеоимпульсов?
3. Какими основными параметрами характеризуются импульс и периодическая последовательность импульсов?
4. Что называют спектром амплитуд и как его изображают графически?
5. Чем отличается спектр одиночного импульса от спектра периодической последовательности импульсов?
6. Какие процессы в электрических цепях называют переходными?
7. Как протекают переходные процессы в цепях *RC*?
8. Какую цепь называют дифференцирующей и для чего ее применяют?
9. Опишите работу дифференцирующей цепи при воздействии на нее прямоугольного импульса.
10. Как работает интегрирующая цепь?
11. Как воздействует периодическая последовательность импульсов на интегрирующую цепь?

12. Каким образом можно использовать отрезки длинных линий и искусственные линии для формирования импульсов?
13. Какие функции выполняют ограничители?
14. Какие виды ограничителей применяют на практике?
15. Как построены диодные ограничители с ограничением сверху, снизу и с двусторонним ограничением?
16. Чем отличаются параллельные диодные ограничители от последовательных?
17. Как осуществляют ограничение в сеточных и анодных ограничителях?
18. Опишите работу ограничителя с катодной связью.
19. Чем отличаются транзисторные ограничители от ламповых?
20. Какие колебания называют пилообразными и какими параметрами они характеризуются?
21. Какой процесс используют для получения пилообразных колебаний и какими способами достигается их линейность?
22. Опишите работу генератора пилообразных колебаний по обобщенной эквивалентной схеме.
23. Как работают простейшие генераторы пилообразного напряжения на тиратроне, на электронной лампе и на транзисторе?
24. Как построена схема генераторов пилообразного напряжения с токостабилизирующими элементами?
25. Каким образом улучшается линейность пилообразного напряжения при введении отрицательной и положительной обратной связи?
26. Какими свойствами обладают регенеративные схемы?
27. Чем отличаются и для чего используются мультивибраторы с самовозбуждением и ждущие мультивибраторы?
28. Рассмотрите процессы, происходящие в схеме мультивибратора с анодно-сеточными связями.
29. От чего зависит период колебаний мультивибратора?
30. Какими способами можно улучшить форму генерируемых импульсов и повысить стабильность частоты мультивибратора?
31. Как работает мультивибратор с катодной связью?
32. Чем отличается работа транзисторных мультивибраторов от ламповых?
33. Как построен ждущий мультивибратор?
34. Каким образом можно применить ждущий мультивибратор для задержки импульсов?
35. Как осуществляется синхронизация мультивибраторов?
36. Как работает мультивибратор в режиме деления частоты?
37. Для генерирования каких импульсов используют блокинг-генераторы?
38. Опишите процессы, происходящие в блокинг-генераторе.
39. Каким образом можно регулировать длительность и частоту следования импульсов на выходе блокинг-генератора?
40. Какие требования предъявляют к лампам, используемым в схемах блокинг-генераторов?
41. Чем отличаются импульсные трансформаторы от обычных низкочастотных трансформаторов?
42. Какими особенностями отличаются схемы блокинг-генераторов с искусственной линией и с колебательным контуром?
43. Как построен транзисторный блокинг-генератор?
44. Каким образом осуществляется запуск ждущих блокинг-генераторов?
45. Как работает блокинг-генератор в режимах синхронизации и деления частоты?

ГЛАВА VII

ТРИГГЕРЫ

§ 7.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРИГГЕРОВ И СХЕМЫ ИХ ЗАПУСКА

Триггеры, которые иногда называют *спусковыми схемами*, выполняют на электронных лампах, полупроводниковых приборах и магнитных элементах по схемам, во многом сходным с рассмотренными схемами мультивибраторов.

Триггеры имеют два состояния устойчивого равновесия. Каждое из них может продолжаться сколь угодно долго до тех пор, пока соответствующая вынуждающая сила не переведет триггер из одного состояния в другое. Очевидно, что в этом случае временны́е интервалы задаются запускающими импульсами и сама схема триггера никаких синхронизирующих элементов не содержит. В этом заключается основное отличие триггеров от мультивибраторов.

Все триггеры можно разделить на потенциальные и динамические.

В *потенциальных триггерах* устойчивые состояния отличаются величиной потенциала на выходе.

В *динамических триггерах* сигнал на выходе, соответствующий одному из устойчивых состояний, представляется наличием импульсов определенной частоты, а другое состояние — отсутствием импульсов. Динамические триггеры будут рассмотрены в § 7.2.

Основная схема триггера представлена на рис. 7.1. В двухкаскадном резисторном усилителе обеспечивается положительная обратная связь между выходом одного каскада и входом другого. Как правило, триггер выполняют симметричным, для чего лампы выбирают однотипными (проще всего использовать двойной триод), а соответствующие резисторы одинаковыми. В отличие от основной схемы мультивибратора (см. рис. 6.42) в триггере нет конденсаторов в цепях связи и имеется источник сеточного смещения.

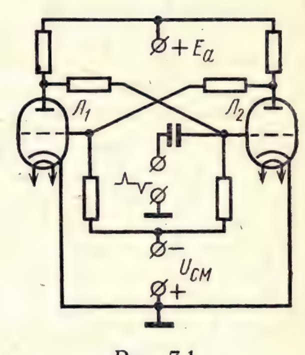


Рис. 7.1

Как уже указывалось раньше, триггер обладает двумя устойчивыми состояниями, в которых одна лампа полностью открыта, а другая закрыта. При этом на сетку открытой лампы подается большое положительное напряжение с анода закрытой лампы, а на сетку закрытой лампы — с анода открытой лампы, находящегося под низким напряжением. Благодаря отсутствию кон-

денсаторов в цепях связи устойчивое состояние сохраняется неопределенно длительное время даже при небольших колебаниях питающих напряжений. Переход триггера из одного состояния в другое может произойти только под влиянием внешнего запускающего импульса.

Предположим, что в исходном состоянии лампа $Л_1$ открыта, а лампа $Л_2$ закрыта. Если на вход закрытой лампы $Л_2$ поступит положительный импульс такой амплитуды, чтобы напряжение на сетке превысило уровень запирания, лампа откроется, появится анодный ток и отрицательный перепад напряжения с ее анодной нагрузки передастся на сетку лампы $Л_1$. Анодный ток лампы $Л_1$ уменьшится, положительный перепад напряжения поступит на сетку лампы $Л_2$, увеличивая ее анодный ток. Лавинообразный процесс увеличения анодного тока лампы $Л_2$ и уменьшения анодного тока лампы $Л_1$ вызовет открытие лампы $Л_2$ и закрытие лампы $Л_1$. Для возвращения схемы в исходное состояние на сетку лампы $Л_2$ теперь нужно подать отрицательный импульс соответствующей амплитуды. Длительность переходных процессов в триггере определяется паразитными емкостями схемы, включающими межэлектродные емкости лампы, емкости монтажа и внешней нагрузки.

Источник сеточного смещения, необходимый для устойчивой работы триггера, может быть заменен схемой автоматического смещения. В катодные цепи обеих ламп включается общий резистор, на сопротивлении которого ток открытой лампы создает падение напряжения, обеспечивающее надежное запирание другой лампы. Катодный резистор шунтируется конденсатором достаточно большой емкости, благодаря чему в процессе опрокидывания схемы напряжение смещения практически не меняется.

Условия, необходимые для прохождения лавинообразного процесса, в триггере выполнить труднее, чем в мультивибраторе, так как перепад напряжения на аноде одной лампы здесь не передается полностью на сетку другой лампы. Деление перепада напряжения определяется не только соотношением сопротивлений резисторов R и $R_с$. Существенное влияние здесь оказывают и емкости, шунтирующие эти резисторы, так как перепады напряжений составляются главным образом высокочастотными составляющими, для которых емкостные сопротивления могут оказаться значительно меньше активных. Резисторы $R_с$ шунтируются сравнительно большой (десятки пикофарад) входной емкостью лампы, а резисторы R только малой емкостью монтажа. Поэтому бо́льшая часть перепадов напряжения прикладывается к резисторам R. Чтобы облегчить и ускорить опрокидывание схемы, резисторы R иногда шунтируют конденсаторами с емкостью в несколько десятков пикофарад, которые называют ускоряющими. В этом случае перепады напряжения поступают на емкостные делители, что повышает скорость передачи перепадов на сетки и облегчает опрокидывание схемы. Правда, одновременно эти конденсаторы увеличивают длительность фронта выходных импульсов.

Кроме основной схемы с анодно-сеточными связями на практике применяют схему триггера с катодной связью (рис. 7.2), аналогичную

соответствующей схеме мультивибратора. Обе лампы имеют общий катодный резистор $R_к$, на котором создается падение напряжения за счет тока открытой лампы. Поскольку это напряжение приложено к сеткам обеих ламп, а на сетку лампы $Л_2$ подается еще положительное напряжение с анода лампы $Л_1$, лампы находятся в неравных условиях. Для обеспечения второго устойчивого состояния на сетку лампы $Л_1$ нужно подать положительное смещение с делителя R_1, R_2. При этом ток открытой лампы $Л_1$ создает на катодном сопротивлении напряжение, достаточное для запирания лампы $Л_2$. Если лампа заперта, с ее анода

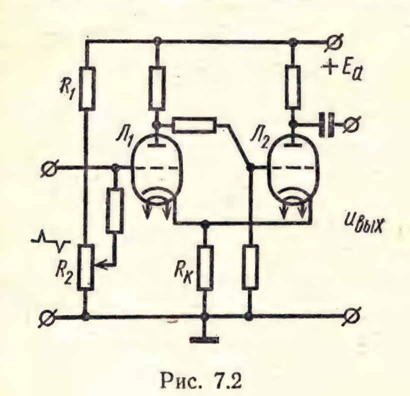


Рис. 7.2

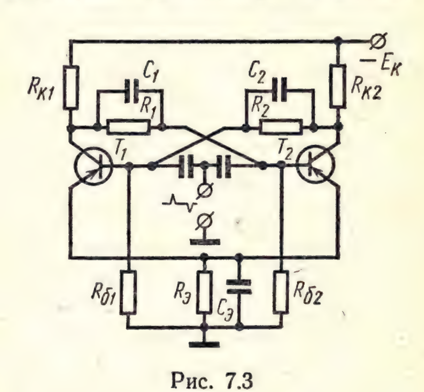


Рис. 7.3

на сетку лампы $Л_2$ поступает большое положительное напряжение. Ток открытой лампы $Л_2$ создает на катодном сопротивлении падение напряжения, достаточное для запирания лампы $Л_1$ даже при наличии положительного смещения.

Если принять за исходное положение открытую лампу $Л_1$, для опрокидывания схемы на вход должен быть подан отрицательный импульс. Ток лампы уменьшается, а положительный перепад напряжения на ее аноде поступает на сетку лампы $Л_2$, открывая ее. Ток лампы $Л_2$ возрастает быстрее, чем уменьшается ток лампы $Л_1$, так как на сетку лампы $Л_2$ действует гораздо большее напряжение, чем на сетку лампы $Л_1$. Процесс протекает лавинообразно и переводит схему во второе устойчивое состояние, когда лампа $Л_1$ закрыта, а лампа $Л_2$ открыта. Для возвращения схемы в исходное устойчивое состояние на вход должен быть подан положительный импульс. Выходные импульсы снимают с анодной нагрузки лампы $Л_2$, сопротивление которой выбирают, исходя из требований к амплитуде импульсов.

Схемы триггеров на транзисторах выполняют аналогично рассмотренным ламповым схемам. На рис. 7.3 приведена одна из таких схем. Перепады напряжений передаются с коллектора одного транзистора на базу другого через резисторы R_1, $R_{б2}$ и R_2, $R_{б1}$. Для ускорения процесса резисторы R_1 и R_2 шунтируются конденсаторами C_1 и C_2. Если даже схема полностью симметрична, она не может находиться в равновесии и при малейшем изменении токов транзисторов переходит в одно из устойчивых состояний, когда один из транзисторов заперт, а другой

открыт. Приход запускающего импульса изменяет устойчивое состояние схемы. Напряжение смещения, необходимое для надежного запирания транзистора, создается на резисторе $R_э$, зашунтированном конденсатором $C_э$.

Для *запуска триггеров* используют синусоидальное и импульсное напряжение. Запуск синусоидальным напряжением не требует специальных схем формирования запускающих импульсов, но имеет недостатки. Основным из них является низкая стабильность работы триггера. Благодаря малой крутизне синусоиды изменение напряжения, при котором происходит срабатывание схемы, а также изменение амплитуды запускающего напряжения будут приводить к сдвигу по времени момента опрокидывания триггера.

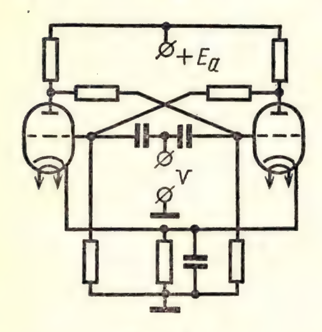


Рис. 7.4

При запуске триггера импульсами с большой крутизной этот недостаток практически устраняется. Длительность запускающего импульса должна быть достаточной для появления на сетке лампы нужного напряжения. При больших длительностях запускающих импульсов они могут оказывать нежелательное влияние на опрокидывание схемы.

Различают два вида запуска — симметричный с подачей импульса запуска одновременно на сетки обеих ламп и несимметричный — с подачей импульса на сетку одной из ламп. На рис. 7.4 изображена схема триггера с обостряющими конденсаторами и цепью автоматического смещения, с симметричным запуском. Такая схема чувствительна только к импульсам отрицательной полярности, которые приводят к опрокидыванию схемы, находящейся в любом из двух устойчивых состояний. Положительный импульс не заставляет триггер срабатывать, так как, поступив на сетку отпертой (но не насыщенной) лампы, он вызывает на ее аноде отрицательный перепад напряжения, больший по величине, чем поступивший импульс. Поэтому на сетке запертой лампы отрицательное напряжение даже увеличивается и опрокидывание схемы не происходит.

Несимметричный запуск соответствует схеме, приведенной раньше на рис. 7.1. На сетку лампы $Л_2$ должны подаваться импульсы чередующейся полярности. Если лампа $Л_2$ закрыта (состояние, принятое за исходное при анализе работы схемы), к опрокидыванию приводит положительный запускающий импульс, который увеличивает потенциал сетки до уровня запирания (в данном случае точнее говорить об «уровне отпирания»). Для следующего опрокидывания на вход необходимо подать отрицательный импульс, так как лампа $Л_2$ теперь находится в открытом состоянии.

При использовании триггеров в качестве переключателей цепей и особенно в пересчетных устройствах, важнейшим параметром является их *быстродействие*, т. е. максимальное число переключений, которое может осуществляться за определенный промежуток времени. Обычно

быстродействие измеряется в герцах или мегагерцах. Быстродействие триггера определяется минимально возможным интервалом между двумя запускающими импульсами. Если схема еще не закончила переход из одного устойчивого состояния в другое, поступивший на вход запускающий импульс не вызовет нового срабатывания схемы. Время перехода схемы из одного состояния в другое складывается из трех частей, которые можно назвать временем запуска, временем опрокидывания и временем установления. Время запуска зависит от крутизны запускающего импульса и постоянных времени цепи запуска и входа

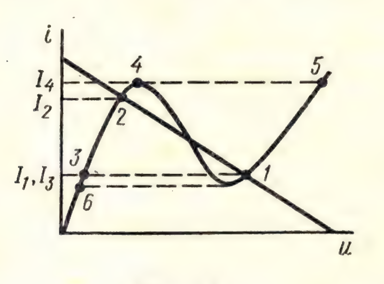


Рис. 7.5

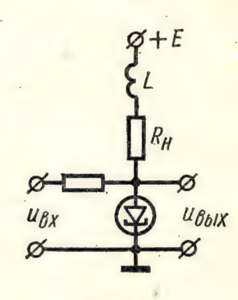


Рис. 7.6

триггера. Время опрокидывания, соответствующее времени лавинообразного процесса, определяется главным образом крутизной применяемых ламп. Время установления является наиболее длительной частью перехода схемы из одного состояния в другое. Оно требуется для достижения установившихся значений напряжений и токов в схеме после опрокидывания. В основном оно определяется емкостью ускоряющих конденсаторов и сопротивлением резисторов, через которые происходит их перезаряд.

Для повышения быстродействия триггеров в первую очередь нужно сокращать время установления. Для этой цели можно уменьшать величину сопротивлений схемы и емкостей ускоряющих конденсаторов. Однако этот путь имеет ограничения, так как при этом уменьшается амплитуда выходных импульсов и снижается стабильность работы схемы. При очень малых значениях ускоряющих емкостей опрокидывание может вообще не произойти.

В транзисторных триггерах быстродействие повышается, если открытый транзистор не находится в состоянии насыщения. Обычно этого достигают, включая в схему специальные диоды, фиксирующие напряжения на коллекторах.

Для триггеров на электронных лампах и транзисторах быстродействие может быть доведено до единиц мегагерц.

Существенное повышение быстродействия триггеров достигается при *использовании туннельных диодов.*

Напомним, что нагрузочная прямая туннельного диода может пересекать его вольт-амперную характеристику в трех точках, из которых две (1 и 2) соответствуют устойчивым состояниям (рис. 7.5). Поэтому перевод схем на туннельных диодах из одного устойчивого сос-

тояния в другое происходит скачком. Благодаря этому свойству быстродействующие триггеры могут быть собраны на одном или двух туннельных диодах.

Простейшая схема триггера на одном туннельном диоде представлена на рис. 7.6. Сопротивление резистора нагрузки $R_н$ подбирается с таким расчетом, чтобы нагрузочная прямая пересекала вольт-амперную характеристику в трех точках. Последовательно с резистором нагрузки включена индуктивность L. Запускающий импульс тока должен иметь выбросы обеих полярностей: сначала отрицательной, а потом положительной. Обычно такой импульс получают после дифференцирования прямоугольного импульса. Если рабочая точка находится в положении *1*, соответствующем устойчивому состоянию с более высоким потенциалом, то отрицательный запускающий импульс переводит схему на нижний изгиб характеристики. Затем схема переходит скачком на восходящую ветвь с более низким напряжением (точка *3*). Ток I_3 остается в первый момент равным току I_1, так как он проходит через индуктивность. Чтобы схема не переключилась обратно в состояние с высоким потенциалом, амплитуда положительного выброса не должна превышать разности токов $I_4 - I_3$. С увеличением тока через индуктивность рабочая точка передвигается во второе устойчивое состояние *2*. С приходом следующего отрицательного импульса схема не изменит свое состояние, но положительный импульс перебросит ее в первое устойчивое состояние с высоким потенциалом. Для этого амплитуда положительного импульса должна быть больше разности токов $I_4 - I_2$.

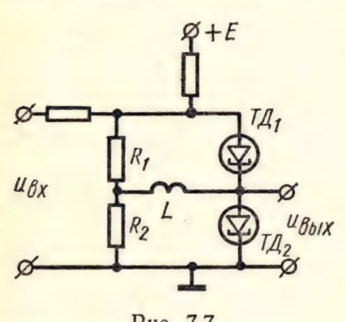


Рис. 7.7

На практике чаще используют триггеры, построенные на двух туннельных диодах. На рис. 7.7 приведена схема триггера, в котором туннельные диоды и резисторы R_1, R_2 служат плечами моста. В одну из диагоналей включен источник питания, а в другую индуктивность. Предположим, что в исходном положении рабочая точка одного из туннельных диодов (например, $ТД_1$) находится в устойчивом состоянии с низким потенциалом, а другого ($ТД_2$) — с высоким. Через индуктивность будет протекать разность токов туннельных диодов. С приходом положительного запускающего импульса токи обоих диодов увеличатся, причем на одинаковую величину, так как разность токов, являющаяся током индуктивности, скачком измениться не может. В результате ток первого диода, достигнув максимума (точка *4* на рис. 7.5), скачком перейдет на правую ветвь характеристики — в точку *5*. Ток второго диода соответственно увеличится, оставаясь в пределах правой ветви характеристики. После окончания импульса токи диодов будут уменьшаться, причем рабочая точка первого диода окажется во втором устойчивом положении *1* с более высоким потенциалом. Ток второго диода, достигнув I_{min}, скачком перейдет на левую ветвь

характеристики (точка *6*), а затем увеличится до устойчивого положения с низким потенциалом (точка *2*). Рабочие токи диодов как бы поменяются местами. При следующих запускающих импульсах процесс будет повторяться. Схема может запускаться и импульсами отрицательной полярности. При этом в процессе перевода схемы из одного состояния в другое рабочие точки обоих диодов переходят на левую ветвь характеристики, а затем меняются местами.

§ 7.2. ТРИГГЕРЫ НА МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ И ТИРАТРОНАХ ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА

В настоящее время в импульсных схемах находят широкое применение *ферромагнитные сердечники* с прямоугольной петлей гистерезиса. Ферромагнетиками называют вещества, которые при отсутствии внешнего магнитного поля обладают магнитным моментом. Ферромагнетики могут иметь различную форму, но в импульсных устройствах преимущественно применяют сердечники кольцевой (тороидальной) формы с внешним диаметром от 0,8 до 20 мм. Такая форма позволяет хорошо использовать магнитные свойства материала и уменьшает потоки рассеяния сердечника. Ферромагнитные сердечники выполняют из тонкой (1,5—50 мкм) пермаллоевой ленты или из феррита — неметаллического магнитного материала.

В отношении основных магнитных свойств ленточные сердечники превосходят ферритовые, но значительно уступают им в скорости переключения, определяющей быстродействие собранных на них схем.

Ферриты представляют собой комплексные металлические окислы. На практике наибольшее применение находят магниево-марганцевые ферриты с петлей гистерезиса, очень близкой к прямоугольной. Механические свойства ферритов близки к свойствам керамики. Удельное сопротивление ферритов велико, поэтому при намотке они не изолируются.

Для построения схем ферромагнитные сердечники используются в сочетании с другими элементами, главным образом с полупроводниковыми диодами и транзисторами. В зависимости от применяемых элементов схемы и образующие их ячейки называют ферродиодными (феррит-диодными) или ферротранзисторными (феррит-транзисторными).

Устройства на магнитных элементах помимо быстродействия обладают высокой эксплуатационной надежностью, малыми габаритными размерами и массой.

Ферромагнитные сердечники управляются магнитным полем. Внешнее поле, воздействующее на магнитное состояние сердечника, создается с помощью обмоток, по которым протекает ток. К *основным статическим параметрам* сердечника относятся; коэрцитивная сила $H_к$, остаточная магнитная индукция B_r и коэффициент прямоугольности k. Эти параметры можно определить по предельной статической петле гистерезиса ферромагнитного материала, которая является функцией $B = f(H)$ (рис. 7.8), где B — магнитная индукция, а H — напряженность равномерного постоянного или медленно меняющегося внешнего магнитного поля.

Точки пересечения петли гистерезиса с осью B определяют *остаточную магнитную индукцию* $+B_r$ $(-B_r)$, которая представляет собой индукцию в предварительно намагниченном до насыщения материале при отсутствии внешнего магнитного поля.

Точки пересечения петли гистерезиса с осью H характеризуют коэрцитивную силу, т. е. значения напряженности поля $+H_к(-H_к)$, при которых магнитная индукция в материале равна нулю.

Коэффициент прямоугольности k определяется отношением остаточной магнитной индукции B_r к магнитной индукции насыщения B_m при определенном значении $H > H_к$:

$$k = B_r/B_m. \quad (7.1)$$

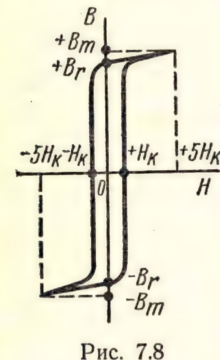


Рис. 7.8

В технических условиях на ферритовые сердечники коэффициент k обычно определяют при $H = 5H_к$. Лучшие ферриты имеют $k = 0{,}93$—$0{,}96$. Поэтому на практике в большинстве случаев можно считать петлю гистерезиса прямоугольной ($k = 1$) и принимать $B_r = B_m$.

Если создать магнитное поле с $+H_к$, а затем снять его, в сердечнике сохранится остаточная магнитная индукция $\approx +B_m$. Для перемагничивания сердечника к нему нужно приложить отрицательное магнитное поле $-H_к$, после снятия которого в сердечнике сохранится остаточная магнитная индукция $-B_m$. Таким образом, магнитный элемент с прямоугольной петлей гистерезиса имеет два устойчивых состояния $+B_m$ и $-B_m$. На этом свойстве и основано использование магнитных элементов в импульсных схемах в качестве переключающих и запоминающих устройств. В двоичной системе счисления устойчивое состояние намагниченности сердечника $+B_m$ принято обозначать «единицей», а состояние $-B_m$ — «нулем».

Двоичный магнитный элемент состоит из сердечника, на который наматывают три или четыре обмотки; входную w_1, выходную w_2, тактовую (считывающую) w_3 и в некоторых случаях дополнительную обмотку запрета w_4 (рис. 7.9). Если на схеме нужно отличить начало обмотки, его отмечают точкой.

Если по входной обмотке w_1 проходит достаточно большой импульс тока, то сердечник намагничивается до насыщения $+B_m$ и принимает состояние, соответствующее «единице». При пропускании через тактовую обмотку w_3, намотанную в противоположном направлении, такого же импульса тока сердечник перемагнитится до величины $-B_m$ и перейдет в состояние, соответствующее «нулю». При каждом перемагничивании сердечника в выходной обмотке w_2 возникает выходной сигнал. Последующие импульсы, поступившие в тактовую обмотку, практически ничего не изменяют в состоянии сердечника и на выходной обмотке может индуктироваться только малое напряжение помехи.

Если требуется запретить прохождение входного сигнала в выходную обмотку, можно подать одновременно с ним запрещающий сигнал на обмотку w_4. Магнитный поток запрещающего сигнала компенсирует

магнитный поток входного сигнала и сердечник остается в состоянии, соответствующем «нулю». Импульс в выходной обмотке не возникает.

В некоторых случаях можно применять постоянное подмагничивание, подавая в тактовую обмотку постоянный ток. Тогда сердечник постоянно находится в одном из насыщенных состояний (например, $-B_m$). С приходом входного импульса сердечник переходит в другое состояние ($+B_m$), а после окончания импульса возвращается в исходное состояние.

Двоичные магнитные элементы можно соединять последовательно, включая между ними диоды или транзисторы для исключения взаимного влияния между элементами. Соответственно и образуются феррит-диодные или феррит-транзисторные ячейки.

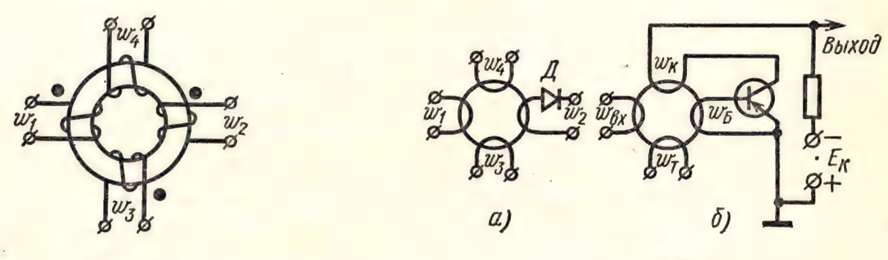


Рис. 7.9 Рис. 7.10

На рис. 7.10, *а* приведена схема *феррит-диодной ячейки* на сердечнике с четырьмя обмотками. Такие ячейки просты и надежны, но имеют низкий коэффициент усиления, что заставляет в сложных схемах применять усилители и принимать меры по борьбе с помехами, появляющимися в выходной обмотке. Этих недостатков лишены *феррит-транзисторные ячейки*, в которых транзистор и сердечник образуют схему блокинг-генератора, но без емкости в цепи базы или эмиттера (рис. 7.10,*б*).

Если в исходном состоянии сердечник намагничен до $-B_m$, что соответствует состоянию «нуль», то входной импульс перемагничивает сердечник до $+B_m$, переводя его в состояние «единица». При этом в базовой и коллекторной обмотках возникает э. д. с. такого знака, что транзистор остается запертым и на выходе импульс не образуется. При подаче в обмотку $w_т$ тактового импульса в базовой обмотке индуктируется э. д. с., отрицательная относительно базы и отпирающая транзистор. Благодаря положительной обратной связи между коллекторной и базовой обмотками возникает лавинообразный процесс опрокидывания схемы, продолжающийся до полного перемагничивания сердечника. Сердечник насыщается до $-B_m$, в базовой обмотке э. д. с. не индуктируется и транзистор запирается. Длительность формируемого импульса, снимаемого с резистора в коллекторной цепи, определяется временем перемагничивания сердечника и длительностью переходных процессов в транзисторе. Если ячейки соединяются последовательно, вместо резистора в коллекторную цепь включают входную обмотку следующей ячейки.

К достоинствам феррит-транзисторных ячеек относятся возможность усиления входного сигнала и повышение помехоустойчивости схем. С другой стороны, по сравнению с феррит-диодными ячейками они имеют меньшую надежность, бо́льшую стоимость и меньший интервал рабочих температур.

В предыдущем параграфе были рассмотрены различные варианты потенциальных (статических) триггеров. Во многих схемах промышленной электроники находят применение также *динамические триггеры*, которые по сравнению с потенциальными могут иметь более мощный выход и обладают высоким быстродействием и надежностью.

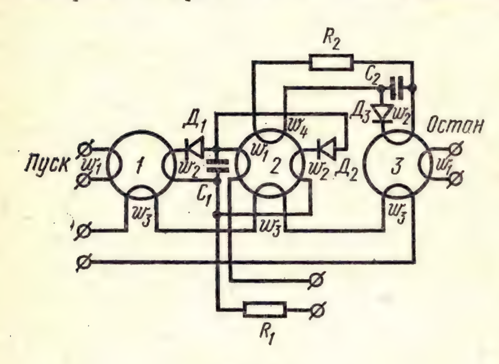


Рис. 7.11

Динамические триггеры можно построить на транзисторах с использованием емкости в качестве запоминающего элемента, но на практике чаще используют динамические триггеры на магнитных элементах. Известны схемы таких триггеров на феррит-диодных ячейках, простые, но обладающие меньшей надежностью по сравнению с феррит-транзисторными схемами. Только как пример рассмотрим одну из возможных феррит-диодных схем (рис. 7.11). В основе работы такого триггера лежит использование емкости в качестве запоминающего элемента. Конденсатор, включенный в выходную цепь сердечника, накапливает энергию во время его перемагничивания, а по прекращении этого процесса разряжается через входную обмотку, возвращая сердечник в исходное состояние. Основной частью триггера является сердечник *2* с обмотками, конденсатором C_1 и диодом $Д_2$. Сердечник *1* выполняет вспомогательную роль, позволяя перевести сердечник триггера в состояние «единица». Часть схемы, собранная на сердечнике *3*, служит для остановки триггера.

Предположим, что в исходном состоянии все три сердечника находятся в состоянии «нуль». Импульсы, проходящие по тактовым обмоткам w_3, наводят в выходных обмотках незначительные э. д. с., которые несколько подзаряжают конденсаторы. При этом подзаряд оказывается недостаточным для переключения сердечников при разряде конденсаторов. Входной импульс переводит первый сердечник в состояние «единица», но э. д. с. , наводимая в выходной обмотке w_2, не вызывает заряда конденсатора C_1, так как этому препятствует встречно включенный диод $Д_1$. Следующий тактовый импульс переводит первый сердечник в состояние «нуль» и при этом э. д. с. в выходной обмотке заряжает конденсатор C_1.

По окончании тактового импульса конденсатор C_1 разряжается через резистор R_1, выходную нагрузку и входную обмотку w_1 сердечника *2*. Сердечник переходит в состояние «единица». Следующий тактовый им-

пульс возвращает сердечник *2* в состояние «нуль» и под действием э. д. с. в выходной обмотке w_2 конденсатор C_1 снова заряжается. Разряд конденсатора после окончания тактового импульса переводит сердечник *2* в состояние «единица». Этот процесс продолжается до поступления импульса в обмотку запрета w_4. Для этого на входную обмотку w_1 сердечника *3* подают импульс, который переводит сердечник в состояние «единица». Следующий тактовый импульс через обмотку w_2 зарядит конденсатор C_2. Его разрядный ток, протекая по обмотке w_4 сердечника триггера, совпадает по времени с разрядным током конденсатора C_1. Обмотки w_1 и w_4 намотаны так, что разрядные токи конденсаторов создают противоположные по направлению магнитные потоки. Поэтому сердечник *2* останется в состоянии «нуль» и работа триггера прекратится.

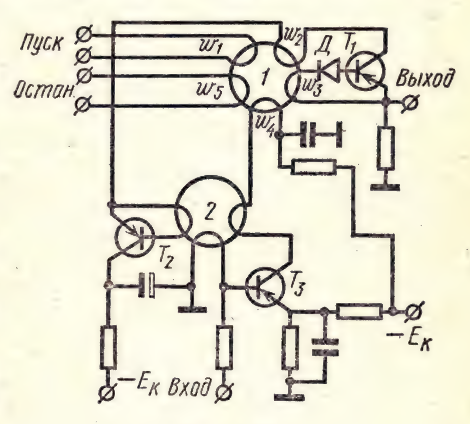


Рис. 7.12

Феррит-транзисторные динамические триггеры предъявляют менее жесткие требования к тактовым и управляющим импульсам. Транзистор, включенный между ферритовыми сердечниками и используемый в качестве активного ключа, не только усиливает и формирует импульсы тока, но и способствует более быстрому переходу сердечника из одного состояния в другое. Одна из возможных схем таких динамических триггеров приведена на рис. 7.12. Основной частью схемы является сердечник *1* с пятью обмотками, транзистор T_1 и диод *Д*. На сердечнике *2* собран блокинг-генератор. В исходном состоянии от блокинг-генератора в обмотку w_4 непрерывно поступают импульсы. При прохождении спада каждого импульса магнитный поток, созданный коллекторной обмоткой блокинг-генератора, уменьшается до нуля. Э. д. с., наводимая в базовой обмотке ключевого транзистора T_2, открывает транзистор. Однако поскольку транзистор T_1 в это время закрыт, сердечник *1* остается в состоянии «нуль».

Входной импульс, поступая в обмотку w_1, переводит сердечник в состояние «единица». Ближайший тактовый импульс, протекая по обмотке w_4, возвращает сердечник в состояние «нуль». При этом э. д. с., наведенная в обмотке w_3, отпирает транзистор T_1 и переводит его в режим насыщения. По окончании тактового импульса блокинг-генератор отпирает ключевой транзистор T_2 и при этом замыкает коллекторную цепь транзистора T_1. Импульс тока, протекая по обмотке w_2, переводит сердечник в состояние «единица». Диод *Д* в базовой цепи транзистора T_1 не допускает преждевременного его запирания при переходе сердечника в состояние «единица».

Описанный цикл работы систематически повторяется и на выходе триггера получается серия импульсов с частотой следования тактовых

импульсов, но сдвинутых по фазе. Для прекращения работы триггера в обмотку w_5 подают импульс, совпадающий по фазе с тактовым импульсом, но несколько превосходящий его по длительности и амплитуде.

В устройствах промышленной электроники встречаются триггеры, собранные на тиратронах тлеющего разряда. В качестве триггера может служить и один тиратрон, как прибор, имеющий два устойчивых состояния, но такая схема чувствительна к изменению питающих напряжений и параметров входных импульсов. Наибольшее распространение получили две схемы: триггер с межанодным конденсатором и триггер с общим анодным резистором.

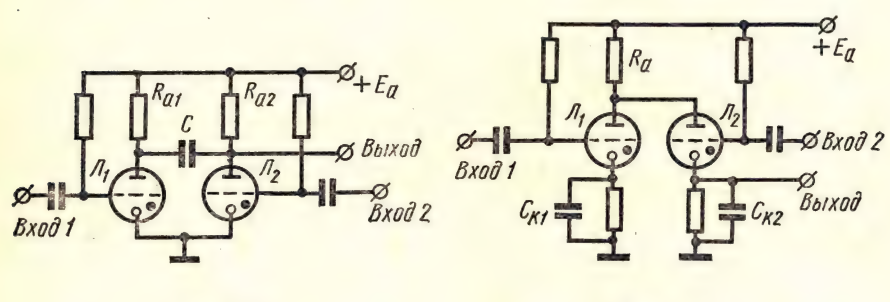


Рис. 7.13 Рис. 7.14

На рис. 7.13 приведена схема с опрокидывающим конденсатором в цепи анода и с раздельным запуском. Предположим, что в исходном состоянии горит тиратрон $Л_2$, а тиратрон $Л_1$ погашен. Конденсатор C заряжен до напряжения, близкого к $E_а$. Положительный запускающий импульс, поданный на вход *1*, поступает на сетку тиратрона $Л_1$ и зажигает его. Конденсатор C начинает перезаряжаться через тиратрон $Л_1$, источник питания и резистор $R_{а2}$. При этом напряжение на аноде тиратрона $Л_2$ падает и тиратрон гаснет. Затем напряжение на аноде тиратрона $Л_2$ постепенно устанавливается равным $E_а$ и конденсатор оказывается перезаряженным. Это второе устойчивое состояние сохраняется до подачи положительного запускающего импульса на вход *2*, после чего триггер возвращается в исходное состояние.

Схема триггера с общим анодным резистором приведена на рис. 7.14. Если в исходном состоянии горит тиратрон $Л_2$, а тиратрон $Л_1$ погашен, то конденсатор $C_{к2}$ заряжен, а конденсатор $C_{к1}$ разряжен. При подаче на вход *1* положительного запускающего импульса тиратрон $Л_1$ зажигается. Потенциал анодов снижается за счет увеличения падения напряжения на сопротивлении общего анодного резистора $R_а$. Тиратрон $Л_2$ при этом гаснет, так как на его катоде имеется напряжение заряженного конденсатора $C_{к2}$. Затем по мере заряда конденсатора $C_{к1}$ напряжение на анодах тиратронов устанавливается равным первоначальному. Во втором устойчивом состоянии триггер будет находиться до подачи запускающего импульса на вход *2*.

§ 7.3. ТРИГГЕР ШМИТТА

Для формирования напряжения прямоугольной формы и в качестве сравнивающих (пороговых) устройств в ряде схем широко применяют *несимметричные триггеры*. Они обладают высоким входным сопротивлением, большой нагрузочной способностью и рядом других преимуществ по сравнению с симметричными триггерами. Наибольшее распространение получил несимметричный триггер с эмиттерной связью, называемый также триггером Шмитта. В отличие от симметричного триггера одна коллекторно-базовая цепь связи в триггере Шмитта заменена связью, образуемой сопротивлением общего эмиттерного резистора.

На рис. 7.15 изображена принципиальная схема обычного триггера Шмитта. Так как резисторы включены параллельно, такая схема на-

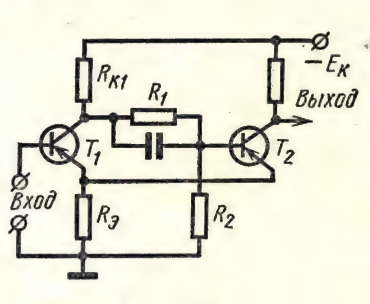


Рис. 7.15

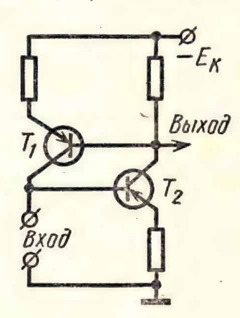


Рис. 7.16

зывается *параллельным триггером Шмитта*. От ждущего мультивибратора с одним устойчивым состоянием (см. § 6.3) триггер Шмитта отличается тем, что перекрестная связь для этой схемы является связью по постоянному току. Схема сохраняет одно из двух устойчивых состояний до тех пор, пока диапазон изменения входного напряжения не будет равен интервалу между верхним и нижним порогами срабатывания. Таким образом триггер Шмитта является *схемой индикации уровня*. Напомним, что в отличие от триггера Шмитта ждущий мультивибратор имеет перекрестную связь по переменному току и является устройством с временно́й задержкой, которое дает на выходе импульс через заданный промежуток времени.

Схема параллельного триггера Шмитта работает следующим образом. Если входное напряжение равно нулю, с делителя $R_{к1}$, R_1, R_2 на базу транзистора T_2 поступает отрицательное смещение, обеспечивающее режим насыщения. Транзистор T_1 закрыт напряжением смещения, которое возникает на резисторе $R_э$ за счет тока транзистора T_2. Если входное напряжение превысит уровень отпирания транзистора T_1, схема опрокинется в другое состояние, при котором транзистор T_1 открыт, а T_2 — закрыт. В исходное состояние схема вернется в том случае, если входное напряжение упадет ниже уровня запирания транзистора T_1.

На рис. 7.16 приведена *последовательная схема триггера Шмитта*. Если для параллельной схемы необходим источник питания с малым собственным сопротивлением, то последовательная схема требует высокоомного источника. Основным назначением последовательной схемы триггера Шмитта является сравнение амплитуд токов. Последовательная схема является более экономичной, так как в исходном состоянии оба транзистора закрыты.

При отрицательных и малых положительных напряжениях на входе транзистор T_2 закрыт, тем более закрыт и транзистор T_1. Если тран-

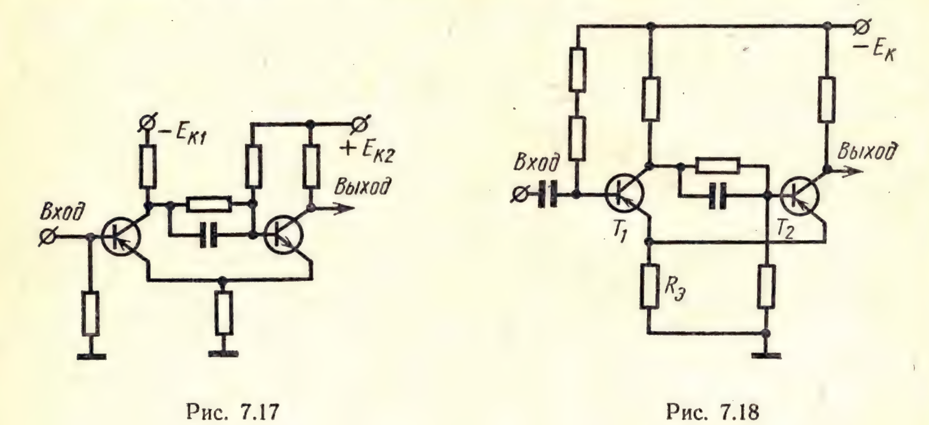


Рис. 7.17

Рис. 7.18

зистор T_2 открывается, то часть его коллекторного тока усиливается транзистором T_1 и поступает обратно на вход. В результате регенеративного процесса нарастания токов оба транзистора насыщаются. Для ускорения переключения в схему можно включить убыстряющие емкости параллельно эмиттерным сопротивлениям.

Применение транзисторов различной проводимости (*p-n-p* и *n-p-n*) позволяет построить параллельный триггер Шмитта, обладающий более высокими качественными показателями по сравнению с обычным. Одна из возможных схем таких триггеров приведена на рис. 7.17. В исходном состоянии оба транзистора закрыты. Когда напряжение на входе превышает порог срабатывания, транзисторы открываются и переходят в режим насыщения. Поскольку в исходном состоянии оба транзистора закрыты, такая схема является достаточно экономичной.

В некоторых случаях требуется получить устройство индикации уровня с весьма малой величиной порога срабатывания. Схема триггера Шмитта с порогом срабатывания порядка 1—2 мВ изображена на рис. 7.18. В исходном состоянии транзистор T_1 открыт, а T_2 — закрыт. Уменьшение порога срабатывания достигается благодаря открытому и ненасыщенному исходному состоянию транзистора T_1, отсутствию делителя в его входной цепи и малой величине сопротивления резистора $R_э$.

§ 7.4. ТРИГГЕРЫ В МИКРОЭЛЕКТРОННОМ ИСПОЛНЕНИИ

Наряду с другими импульсными схемами в микроэлектронном исполнении промышленность выпускает ряд интегральных схем триггеров, которые делятся на группы: триггеры со счетным запуском (ТС), с раздельным запуском (ТР), с комбинированным запуском (ТК), триггеры Шмитта (ТШ) и динамические триггеры (ТД).

Такие интегральные схемы представляют собой функционально законченные узлы и предназначены для построения различных устройств радиоэлектронной аппаратуры. Потенциальные триггеры в интегральном исполнении имеют несколько входов (минимальное число — два) и два выхода, на которых напряжение в рабочих режимах устанавливается в противофазе: если на одном выходе напряжение высокого уровня, то на другом — низкого.

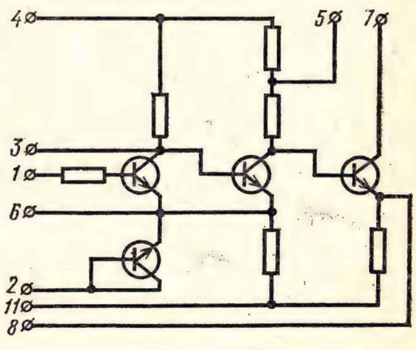


Рис. 7.19

Следует указать, что полупроводниковые интегральные схемы ряда импульсных устройств, в частности триггеров, обычно строятся на базе основных логических схем, которые будут рассмотрены в главе VIII. Объединяя ряд элементарных логических схем, можно получить триггеры, выполняющие достаточно сложные функции, например деления частоты следования или счета входных импульсов.

В качестве примера приведем полупроводниковую схему триггера Шмитта типа 1ТШ191 (рис. 7.19). Схема изготовлена по планарно-эпитаксиальной технологии, включает четыре транзистора и шесть резисторов и конструктивно оформлена в прямоугольном металлостеклянном корпусе с 14 выводами. Предназначена для работы в интервале температур (—60)—(+125)° С при относительной влажности до 98%. Напряжение источников питания +3В ± 10% и —3В ± 10% при потребляемом токе не более 3,5 мА. Диапазон частот входных сигналов до 100 кГц. Порог срабатывания 0 ± 0,08 В.

Контрольные вопросы

1. Чем отличаются динамические триггеры от потенциальных?
2. Опишите работу триггера, построенного по основной схеме.
3. Чем отличается схема триггера с катодной связью?
4. Как работают триггеры на транзисторах?
5. Каким образом осуществляется запуск триггеров?
6. Чем характеризуется быстродействие триггера и от чего оно зависит?
7. Как построены триггеры на туннельных диодах?
8. Какие вещества называют ферромагнетиками?
9. Рассмотрите основные статические параметры ферромагнитных сердечников.
10. Как устроен двоичный магнитный элемент?

11. Опишите устройство феррит-диодных и феррит-транзисторных ячеек.

12. Как построены динамические триггеры на базе феррит-диодных и феррит-транзисторных ячеек?

13. Как работают триггеры на тиратронах тлеющего разряда?

14. Какими особенностями обладают несимметричные триггеры?

15. Укажите назначение и возможные области применения триггеров Шмитта.

16. Как работает параллельная схема триггера Шмитта?

17. Чем отличается последовательная схема триггера Шмитта от параллельной?

18. Как может быть построена схема триггера Шмитта на транзисторах различной проводимости?

19. Каким образом можно уменьшить величину порога срабатывания триггера Шмитта?

20. Как построены интегральные схемы триггеров?

ГЛАВА VIII

ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

§ 8.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ФУНКЦИИ ЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

В устройствах промышленной электроники наряду со схемами импульсной техники находят широкое применение элементы электронной цифровой вычислительной техники.

Анализ и применение этих элементов и узлов основаны на использовании аппарата математической логики — раздела математики о решении логических задач. Остановимся кратко на основных понятиях начального раздела *математической логики* — так называемой *алгебры логики* (алгебра Буля).

В основе алгебры логики лежит понятие *события*, которое оценивается только с позиции: наступило оно или нет. Событий, которые одновременно и наступили и не наступили, не существует. Следовательно, каждому событию можно приписать значение истинности, равное либо единице, либо нулю. Последнее очень удобно для операций в двоичной системе счисления, где имеются только две цифры — единица и нуль.

События считают *эквивалентными*, если значения их истинности одинаковы. События называют *простыми*, если значения их истинности не зависят от значения истинности других событий. Простое событие является независимой логической (двоичной) переменной. События называют *сложными*, если значения их истинности зависят от значений истинности составляющих их событий.

Если над простыми событиями провести те или иные логические операции, можно получить сложное событие, т. е. логическую (двоичную) функцию.

Решение таких логических задач является основой обработки информации. В качестве примера можно привести задачу контроля работы радиоэлектронного устройства. Если для его нормальной работы необходимо, чтобы n параметров находились в допустимых пределах, то контроль распадается на три этапа:

1) измерение n параметров;

2) сопоставление полученных значений с допустимыми пределами (определение истинности простых событий);

3) решение о нормальной работе устройства (определение истинности сложного события).

В приведенном примере логическая функция выражается произведением всех простых логических переменных:

$$P = p_1 p_2 \dots p_n , \qquad (8.1)$$

где каждая из них может принимать два значения: единица, если событие наступило, и нуль, если оно не наступило.

Действительно, если все контролируемые параметры находятся в допустимых пределах, то значение истинности всех простых событий равно единице. В этом случае и значение истинности сложного события также равно единице и, следовательно, устройство работает нормально.

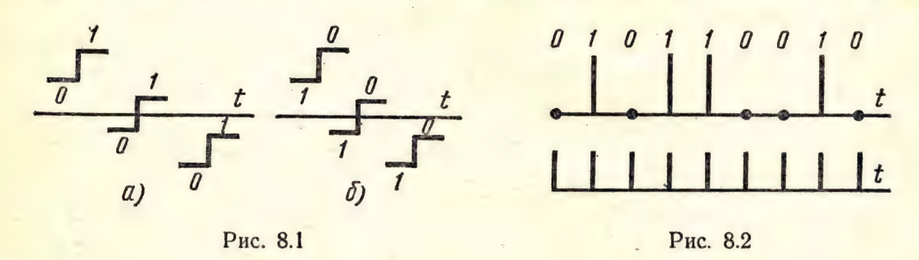


Рис. 8.1

Рис. 8.2

Если хотя бы один параметр находится за пределами разрешенного допуска, значение истинности соответствующего простого события равно нулю. На основании 8.1 значение истинности сложного события тогда также будет равно нулю. При этом делается логическое заключение о нарушении нормальной работы устройства. Если известно, какое именно из простых событий приняло значение истинности, равное нулю, можно сделать логическое заключение о месте и возможных причинах неисправности.

Для представления логических переменных в электронных схемах используют электрические сигналы. Имеется два способа такого представления: потенциальный и импульсный.

При *потенциальном способе* двум значениям истинности, равным единице и нулю, соответствуют два различных потенциала E_1 и E_2, которые могут быть как положительными, так и отрицательными. Логику считают положительной, если высокий потенциал соответствует «единице» (рис. 8.1,*а*), а низкий — «нулю», и отрицательный при обратном соотношении (рис. 8.1,*б*). При построении логических элементов стремятся иметь на различных входах одинаковые уровни потенциалов, соответствующие данному значению истинности.

Уровни потенциалов зависят от величины питающих напряжений и типа используемых приборов. Для схем на электронных лампах потенциалы положительны и имеют величину порядка десятков вольт. Для транзисторов типа *p-n-p* потенциалы отрицательны, а для *n-p-n* — положительны. Их величина колеблется в пределах единиц вольт. Для диодов потенциалы могут быть как положительными, так и отрицательными.

При *импульсном способе* двум значениям истинности соответствуют появление или непоявление сигнального импульса в определенные

моменты, определяемые тактовыми (главными) импульсами (рис. 8.2). При этом необходимо подавать на один из входов логического элемента тактовые импульсы, вырабатываемые стабильным по частоте генератором.

При любом способе представления логических переменных вход элемента называют *возбужденным*, если сигнал на нем соответствует единице, и *невозбужденным* — нулю.

Помимо способа представления логических переменных логические схемы (цепочки), предназначенные для решения логических задач, можно классифицировать и по другим признакам.

По сложности выполняемых операций логические схемы разделяют на *элементарные* и *сложные* (комбинированные). К элементарным схемам относятся схемы, выполняющие простейшие логические операции. Сложные логические схемы составляют из элементарных и выполняют они сложные логические операции, состоящие из комбинации элементарных операций. Из сложных схем можно выделить группу так называемых *составных* схем, которые предназначены для выполнения наиболее распространенных сочетаний элементарных логических операций.

По виду используемых приборов логические схемы можно подразделить на ламповые, полупроводниковые, ферритовые и смешанные.

Электронные лампы, тиратроны с холодным катодом, полупроводниковые диоды, включая туннельные, и транзисторы изучаются в курсах электронных и полупроводниковых приборов. Элементы на магнитных сердечниках и их сочетания с диодами и транзисторами (феррит-диодные, феррит-транзисторные ячейки) рассмотрены в § 7.2.

§ 8.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ОСНОВНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

В алгебре логики доказывается, что любое сложное логическое преобразование можно произвести, используя всего три *элементарные логические операции*: логическое отрицание (НЕ), логическое сложение (ИЛИ) и логическое умножение (И).

Логическим отрицанием события A_1 является событие A_2, противоположное событию A_1. Эту операцию записывают в виде $A_2 = \overline{A}_1$. Черта над A_1 означает отрицание события A_1 (A_1 НЕ A_2). Иначе говоря, при наступлении события $A_1 (p_1 = 1)$ событие A_2 не наступает ($p_2 = 0$) и, наоборот, отсутствию события A_1 ($p_1 = 0$) соответствует наступление события A_2 ($p_2 = 1$).

Логической суммой событий A_i ($i — 1, 2, \ldots, m$) называют событие A_n, которое состоит в наступлении ИЛИ события A_1, ИЛИ события $A_2, \ldots$, ИЛИ события A_m, ИЛИ нескольких событий A_i. Событие A_n не наступает только, если одновременно не наступают все события A_i. Логическое сложение называют также дизъюнкцией (объединением) и обозначают символом V. В тех случаях, когда не может быть путаницы между логическим и алгебраическим сложением, для логического сложения используют обычно знак $+$. С точки зрения обработки

информации операция ИЛИ представляет собой сбор информации из различных источников и объединение ее в один канал.

Логическим произведением событий A_i ($i = 1, 2, ..., m$) называют событие A_n, которое состоит в одновременном наступлении всех событий A_i, т. е. И A_1, И A_2, ..., ИA_m. Если хотя бы одно событие A_i не наступает ($p_i = 0$), то не наступает и событие A_n. Логическое умножение называют также операцией совпадения или конъюнкцией (пересечением) и обозначают символом $\wedge$. Допускается также запись, аналогичная обычному умножению (см. 8.1).

Логическими элементами называют такие элементы, которые реализуют одну из перечисленных логических операций.

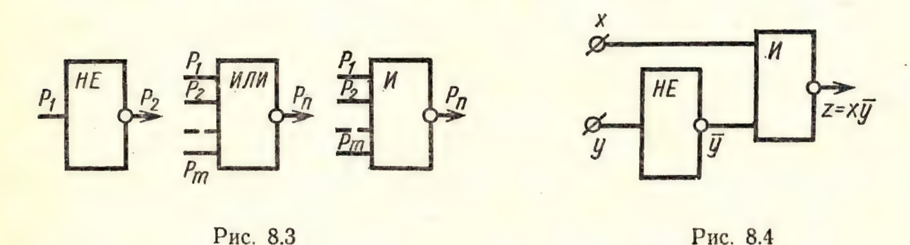


Рис. 8.3

Рис. 8.4

В электронных схемах логические операции осуществляют с помощью логических элементов НЕ (инвертор), ИЛИ (собирательная схема, дизъюнктор) и И (схема совпадения, конъюнктор). Этих трех логических элементов достаточно, чтобы построить логическую цепочку, реализующую сколь угодно сложную логическую функцию.

В общем случае логический элемент имеет m входов и один выход. На структурных и функциональных схемах логические элементы изображают в виде прямоугольников, на которых показывают вид выполняемой операции (рис. 8.3). На входы логического элемента поступает информация, а с выхода снимается информация, являющаяся результатом решения логической задачи.

Кроме логических элементов НЕ, ИЛИ, И широко используют логические схемы ЗАПРЕТ, СОВПАДЕНИЯ и НЕСОВПАДЕНИЯ.

Схема ЗАПРЕТ (иногда ее называют схемой НЕТ) выполняет логическую операцию $p_3 = p_1\bar{p}_2$. Таким образом, схема ЗАПРЕТ должна состоять из схемы И, в которой один из входных сигналов предварительно инвертируется схемой НЕ (рис. 8.4). Операция ЗАПРЕТ является запрещением передачи информации с входа p_1 на выход p_3 с помощью сигнала $p_2 = 1$, поступающего на вход p_2. Вход p_1 называют информационным, а вход p_2 — запрещающим.

Схема СОВПАДЕНИЯ двух логических переменных выполняет логическую операцию $p_3 = p_1p_2 + \bar{p}_1\bar{p}_2$. Следовательно, сигнал на выходе p_3 должен появляться только в тех случаях, когда оба входных сигнала эквивалентны ($p_1 = p_2 = 1$ или $p_1 = p_2 = 0$). Если же значения входных сигналов не совпадают ($p_1 = 1, p_2 = 0$ или $p_1 = 0, p_2 = 1$) сигнал на выходе должен быть равен нулю. Такая схема

собирается из логических элементов НЕ, И, ИЛИ в соответствии с требуемой функцией (рис. 8.5).

Схема НЕСОВПАДЕНИЯ двух логических переменных выполняет логическую операцию $p_3 = \overline{p}_1 p_2 + \overline{p}_1 p_2$. Следовательно, сигнал на выходе p_3 должен появляться только в тех случаях, когда значения

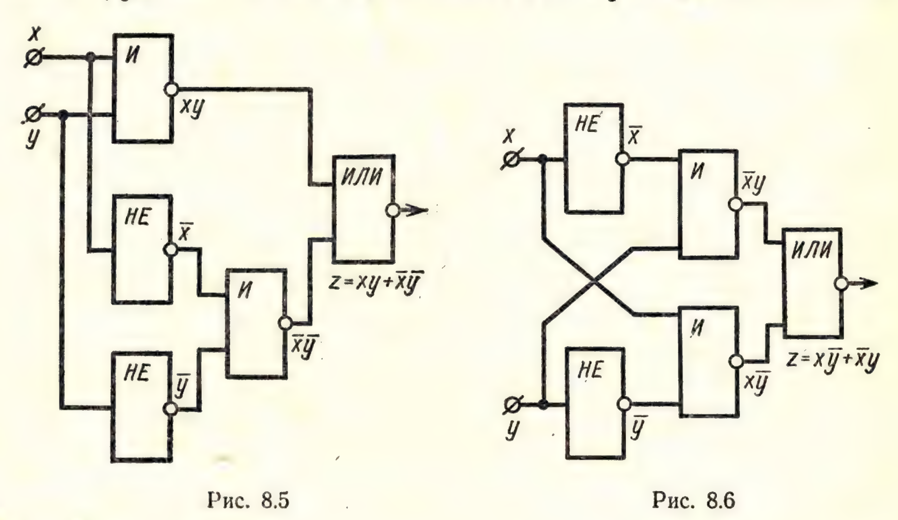


Рис. 8.5 Рис. 8.6

обоих входных сигналов не совпадают ($p_1 = 1$, $p_2 = 0$ или $p_1 = 0$, $p_2 = 1$). В противном случае выходной сигнал должен быть равен нулю. Такая схема состоит из двух схем ЗАПРЕТ (схем НЕ—И) и одной схемы ИЛИ (рис. 8.6).

§ 8.3. ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

К наиболее простым схемам логических элементов относятся *диодно-резисторные схемы.* Реализация логических функций осуществляется за счет использования нелинейных свойств диода. В связи с тем что в таких элементах отсутствуют источники питания, коэффициент передачи по мощности между логическими элементами всегда меньше единицы. Поэтому при последовательном соединении между ними обычно включают усилительные и формирующие каскады. Кроме того, на базе диодно-резисторных схем нельзя непосредственно реализовать функцию логического отрицания НЕ. В соответствии со смыслом логического отрицания при подаче на вход элемента НЕ информации, соответствующей единице (например, высокого потенциала), на выходе должен получиться низкий потенциал, соответствующий нулю, и наоборот. Таким свойством обладают инверторы, построенные на основе ламповых или транзисторных усилителей. Существенным недостатком является и малая величина входного сопротивления диодно-резистор-

ных схем по сравнению с выходным, что затрудняет их последовательное включение.

К достоинствам диодно-резисторных схем относятся их простота и возможность преобразования логических элементов изменением направления включения диодов и полярности питающих напряжений (например, элемента ИЛИ в элемент И).

Диодно-резисторная схема ИЛИ, имеющая два входа (в общем случае входов может быть больше), представлена на рис. 8.7. Схема объе-

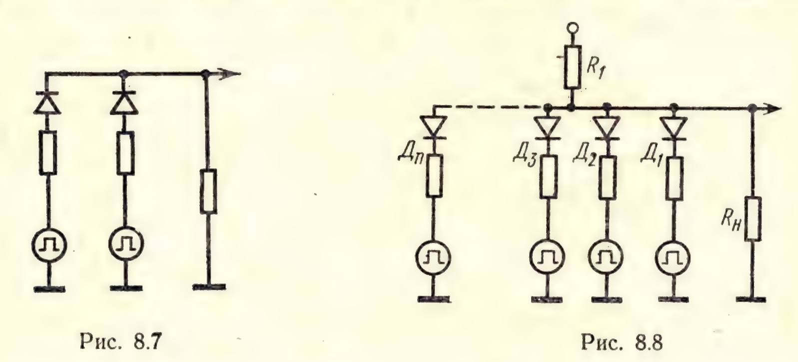


Рис. 8.7 Рис. 8.8

диняет информацию, поступившую на несколько входов, в одной выходной цепи. Сигнал (например, импульс) на выходе схемы появляется только тогда, когда есть сигнал на одном или нескольких ее входах. Диоды в схеме служат для исключения взаимного влияния входных сигналов. Сигнал на входе p_1 открывает диод $Д_1$ и закрывает остальные диоды, как бы подключая выход к источнику p_1 и отключая от схемы другие источники. На выходной нагрузке $R_н$ появляется напряжение сигнала

$$U_{вых\,1} = I_1 R_н = \frac{U_{вх\,1}}{R_{i1} + R_{пр1} + R_н} R_н, \tag{8.2}$$

где R_{i1} — внутреннее сопротивление источника p_1; $R_{пр\,1}$ — прямое сопротивление диода $Д_1$.

Такое сопротивление будет иметь место при условии большой величины обратного сопротивления закрытых диодов ($R_{обр} >> R_н$).

Аналогичная передача сигнала с входа на выход будет при подаче сигнала на любой другой вход. При одновременной подаче сигналов на два входа напряжение на нагрузке

$$U_{вых\,1,2} = I_{1,2} R_н = \frac{U_{вх\,1,2}}{\frac{R_{i\,1,2} + R_{пр\,1,2}}{2} + R_н} R_н. \tag{8.3}$$

Напряжение на выходе в этом случае будет больше, чем при поступлении сигнала на один вход, но незначительно, так как $(R_i + R_{пр}) << R_н$.

При поступлении сигналов различной амплитуды на несколько входов напряжение на выходе будет соответствовать максимальной входной амплитуде.

При большом числе входов начинает сказываться действие обратных сопротивлений диодов, шунтирующих нагрузку. В отдельных случаях это заставляет переходить к многоступенчатым собирательным схемам. В таких схемах первая ступень представляет несколько схем ИЛИ, выходы которых поданы на входы схемы ИЛИ второй ступени. При этом исключается шунтирующее действие обратных сопротивлений части диодов и общее количество входов можно увеличить.

Диодно-резисторная схема И, имеющая несколько входов, представлена на рис. 8.8. Когда на входах нет сигналов, все диоды открыты и шунтируют сопротивление нагрузки. На выходе будет небольшое напряжение:

$$U_{\text{вых }0} \approx \frac{E}{1 + \dfrac{nR_1}{R_i + R_{\text{пр}}}} \tag{8.4}$$

(при выводе этого выражения сделано допущение, что

$$R_{\text{н}} \gg \left(\frac{R_i + R_{\text{пр}}}{n}\right).$$

При подаче сигнала на один из входов диод закрывается и напряжение на выходе незначительно возрастает. При подаче сигналов на несколько входов напряжение на выходе соответственно возрастает на бо́льшую величину. Максимальное напряжение на выходе соответствует подаче сигналов на все входы, когда все диоды закрываются.

Диодно-резисторные схемы И чувствительны к влиянию помех, особенно в тех случаях, когда сигналы имеются на всех входах, кроме одного. Напряжение помехи может вызвать ложное срабатывание устройства, включенного на выходе схемы И. Для уменьшения напряжения помехи применяют ограничение и подавление диодными ограничителями.

Логические элементы на транзисторах используют схемы транзисторных ключей, которые могут находиться в одном из двух состояний. Одно состояние соответствует работе транзистора в режиме насыщения, в другом состоянии ключа транзистор закрыт. Используются также эмиттерные повторители, инверторы и схемы с непосредственными связями.

На рис. 8.9 приведена схема И, собранная на двух последовательно включенных транзисторах. Применяют также схемы с параллельным включением транзисторов. При отсутствии сигналов на входах оба транзистора заперты. Сигнал (отрицательный импульс) на выходе появится только в том случае, когда на оба входа одновременно подают отрицательные отпирающие импульсы. Конденсаторы в входных цепях уменьшают длительность фронта выходного импульса. В такой схеме можно включать до пяти транзисторов, т. е. иметь до пяти входов.

Транзисторная схема ИЛИ может быть также построена с последовательным или с параллельным соединением. На рис. 8.10 в качестве примера приведена схема с параллельным включением на общую катодную (эмиттерную) нагрузку транзисторов, запертых в исходном

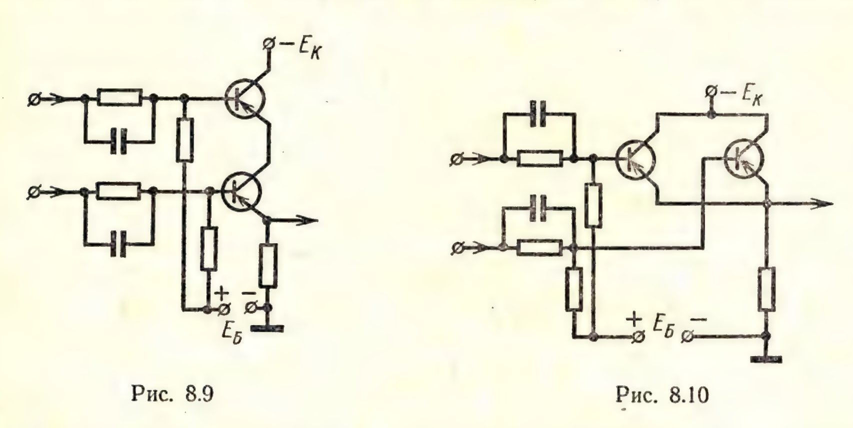


Рис. 8.9

Рис. 8.10

состоянии. Напряжение на выходе появляется при подаче напряжения на любой вход схемы.

Определенный интерес представляют *транзисторные схемы с непосредственными связями*, т. е. с такими связями между коллектором одного транзистора и базой (коллектором, эмиттером) другого, которые осуществляются без переходных деталей, непосредственно. Такие схемы рассчитывают на небольшие перепады напряжения. Они отличаются конструктивной простотой и для питания схемы нужен только один источник небольшого напряжения. Недостатком является необходимость тщательного подбора транзисторов по многим параметрам (допустимый разброс составляет 3—5%).

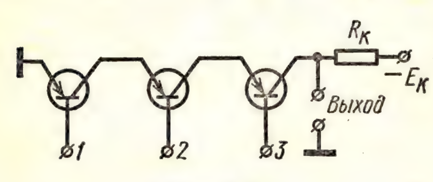


Рис. 8.11

Логическая схема И на транзисторах с непосредственными связями изображена на рис. 8.11. При отсутствии сигналов на входах все три транзистора заперты и напряжение на выходе близко к напряжению источника питания $-E_к$. При подаче на все входы импульсов отрицательной полярности, соответствующих значению «единица», транзисторы открываются и переходят в режим насыщения. Через последовательную цепь транзисторов и резистор $R_к$ протекает коллекторный ток. Напряжение на выходе становится близким к нулю, т. е. на выходе появляется положительный импульс напряжения. Эта же схема может работать как схема ИЛИ, но тогда ее нужно выполнить так, чтобы при отсутствии входных сигналов все транзисторы были открыты и насыщены. С приходом положительного импульса хотя бы на один вход соответствующий транзистор запирается, цепь коллекторного тока

размыкается и на выходе появляется сигнал отрицательной полярности.

Логические элементы и схемы с применением *туннельных диодов* могут быть построены на основе спусковых схем и триггеров. В таких схемах скачкообразное переключение туннельного диода из одного устойчивого состояния равновесия в другое осуществляется при подаче внешних импульсов.

К достоинствам логических схем на туннельных диодах относятся малые габаритные размеры, очень малая потребляемая мощность, низкое напряжение источников питания и высокая надежность. Существенным является и весьма малое время переключения (менее одной наносекунды) из одного режима в другой, что позволяет создавать логические схемы с быстродействием, значительно большим, чем у схем на транзисторах. Недостатками являются разброс параметров и низкая стабильность туннельных диодов. Кроме того, у туннельного диода, являющегося двухполюсником, отсутствует внутренняя развязка между выходом и входом, что затрудняет объединение нескольких схем. Последнее затруднение преодолевают, применяя комбинированные схемы с применением туннельных диодов и транзисторов.

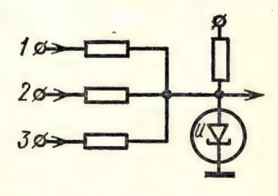


Рис. 8.12

На рис. 8.12 приведена схема логического элемента ИЛИ с тремя входами, построенная на одном туннельном диоде. Импульс тока на каждом из входов должен быть не меньше определенной величины, при которой схема переходит из одной рабочей точки в другую. В результате на выходе появляетяя более высокий потенциал, соответствующий значению «единица». Эта же схема может выполнять функции элемента И, если импульсы тока на каждом входе недостаточны для перевода схемы в другое состояние и только при одновременной подаче импульсов на все три входа осуществляется переход. Однако работа схемы как логического элемента И недостаточно стабильна.

Как уже указывалось, логический элемент НЕ может быть построен на основе инвертируемых усилителей. Одна из возможных схем изображена на рис. 8.13. При отсутствии входного сигнала транзистор заперт положительным смещением на базе. При подаче на вход схемы отрицательного импульса транзистор отпирается и на выходе получается положительный импульс. Конденсатор небольшой емкости, включенный параллельно резистору входной цепи, уменьшает длительность фронта выходного импульса.

Схема логического элемента НЕ на туннельном диоде приведена на рис. 8.14.

Большинство сложных логических схем может быть построено с применением всего одного *универсального логического элемента*, реализующего либо функцию И—НЕ, либо функцию ИЛИ—НЕ.

Элемент И—НЕ выполняет логическую операцию $p_3 = \overline{p_1 \wedge p_2}$. Сигнал на его выходе отсутствует только в том случае, когда на все его входы одновременно поступают сигналы. Во всех остальных слу-

чаях на выходе имеется сигнал, соответствующий значению «единица». На рис. 8.15 приведена схема элемента И—НЕ на двух транзисторах, запертых в исходном состоянии. При этом на выходе имеется отрицательное напряжение —$E_к$, соответствующее «единице». При одновременном отпирании обоих транзисторов выходное напряжение снижается почти до нуля, что соответствует значению «нуль».

Универсальный логический элемент ИЛИ—НЕ используется чаще, чем предыдущий. Он выполняет логическую операцию $p_3 = \overline{p_1 \vee p_2}$.

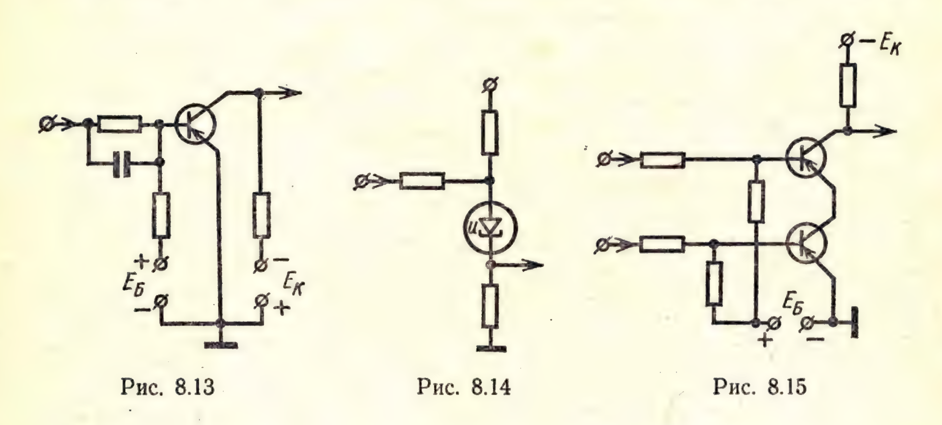


Рис. 8.13 Рис. 8.14 Рис. 8.15

На рис. 8.16 приведена схема такого элемента на транзисторе. Схема работает как логический элемент НЕ с несколькими входами. При отсутствии сигналов на входах транзистор заперт и на выходе имеется сигнал «единица» (напряжение—$E_к$). При подаче хотя бы одного входного сигнала транзистор отпирается и на выходе появляется сигнал «нуль» (напряжение близкое к нулю).

Комбинированная схема логического элемента ИЛИ—НЕ, собранная на туннельном диоде и транзисторе, изображена на рис. 8.17. Если на входы схемы сигналы не поданы, то туннельный диод выключен, транзистор заперт и напряжение на выходе равно —$E_к$, что соответствует «единице». При подаче сигнала (импульс отрицательной полярности) хотя бы на один вход, туннельный диод включается, транзистор отпирается и переходит в режим насыщения. Выходное напряжение достигает значения, близкого к нулю.

§ 8.4. ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ НА МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Магнитные элементы и построенные на них феррит-диодные и феррит-транзисторные ячейки позволяют создавать самые разнообразные логические схемы.

Схема запрета (НЕТ) на феррит-диодных ячейках может быть основана либо на принципе компенсации магнитного потока основного сердечника, либо на принципе компенсации э. д. с. в выходной обмот-

ке с помощью дополнительного сердечника. На рис. 8.18,*а* представлена схема НЕТ, основанная на первом принципе. Число ампервитков входной w_1 и запрещающей w_4 обмоток выбирают одинаковыми, но наматывают их в противоположных направлениях. Если ток поступил только в входную обмотку, то при очередном тактовом импульсе

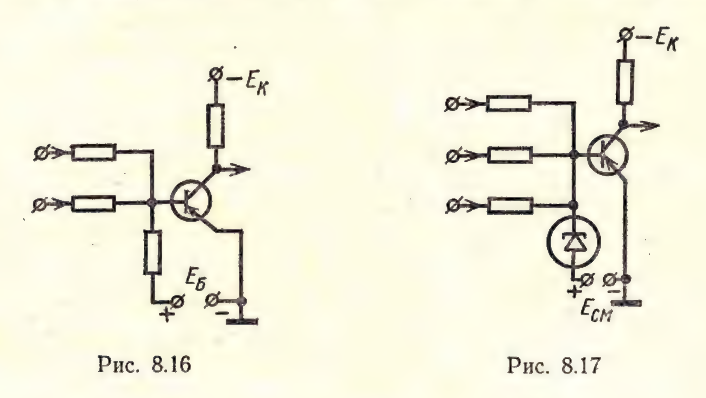


Рис. 8.16 Рис. 8.17

на выходной обмотке w_2 появится импульс. Если одновременно с входным импульсом на запрещающую обмотку w_4 также будет подан импульс, состояние сердечника не изменится и при тактовом импульсе на выходе сигнала не будет. Естественно, что для полной компенсации

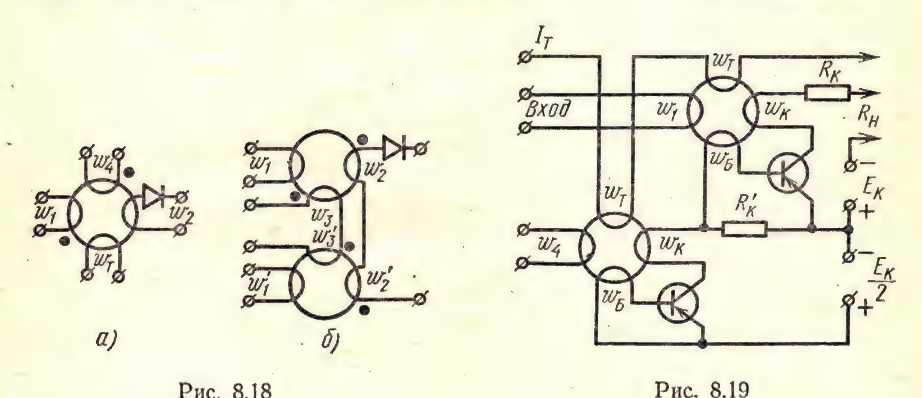


Рис. 8.18 Рис. 8.19

входного сигнала необходима точная синхронизация во времени импульсов на входной и запрещающей обмотках.

Более надежной является схема запрета, основанная на компенсации э. д. с. в выходной обмотке (рис. 8.18,*б*). В ней не требуется синхронизация входных импульсов с импульсами запрета. Выходные обмотки w_2 и w_2' основного и запрещающего сердечников включены последовательно и встречно. Тактовые обмотки w_3 и w_3' также включены последовательно, но согласно. Если основной сердечник переведен входным импульсом в состояние «единица», можно запретить появление выход-

ного импульса с приходом очередного тактового, переведя запрещающий сердечник в такое же состояние. Для этого нужно подать запрещающий импульс на его входную обмотку w_1' до прихода тактового импульса. Тогда тактовый импульс одновременно изменит состояние обоих сердечников и э. д. с. в выходных обмотках взаимно компенсируют друг друга.

На рис. 8.19 представлена одна из возможных схем запрета на феррит-транзисторных ячейках, также основанная на компенсации э. д. с.

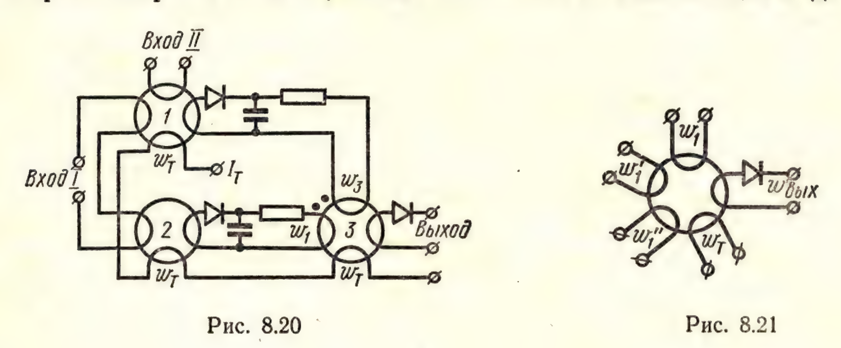


Рис. 8.20

Рис. 8.21

При отсутствии запрещающего сигнала очередной тактовый импульс вызывает появление импульса на выходе верхней ячейки. Если на вход нижней ячейки был предварительно подан сигнал запрета, то тактовый импульс открывает транзистор только нижней ячейки. Транзистор верхней ячейки остается закрытым, поскольку на сопротивлении резистора $R_к'$ выходной ток нижней ячейки создает падение напряжения, компенсирующее э. д. с. базовой обмотки верхней ячейки.

Схема совпадения (И) на феррит-диодных ячейках состоит из двух схем НЕТ и одной обычной ячейки (рис. 8.20). Если до прихода тактового импульса сигнал поступил только на один вход (например, *I*), сердечники *1* и *2* устанавливаются в положение «единица». Тактовый импульс переводит их в состояние «нуль» и при этом по обмоткам w_1 и w_3 сердечника *3* протекают токи, создающие взаимно компенсирующие магнитные поля. Состояние сердечника *3* не изменяется и при очередном тактовом импульсе на его выходе импульс не появится. Если сигналы одновременно поступают на оба входа *I* и *II*, сердечник *2* переходит в состояние «единица», а сердечник *1* остается в состоянии «нуль». С приходом тактового импульса перемагничивается только сердечник *2*. Его выходной импульс перемагничивает сердечник *3* и при следующем тактовом импульсе импульс появится на выходе схемы.

Аналогично строится и схема И на феррит-транзисторных ячейках, где также применяют две запрещающие схемы и одну обычную ячейку.

Для получения *собирательной схемы* ИЛИ на сердечник феррит-диодной ячейки наматывают несколько входных обмоток (рис. 8.21). С поступлением входного импульса на любую обмотку сердечник переводится в состояние «единица». Тактовый импульс возвращает его в исходное состояние и на выходной обмотке появляется импульс. По

такому же принципу выполняют схемы ИЛИ на феррит-транзисторных ячейках (рис. 8.22).

На базе феррит-диодных ячеек могут быть построены очень сложные логические схемы, в которых информация в виде двоичных сигналов передается по определенным цепям. При построении таких цепей необходимо, чтобы информация передавалась в одном направлении от ячейки к ячейке. В зависимости от функционального назначения ячейки могут быть соединены в последовательную цепь или в сложную разветвленную цепь. В последовательной цепи каждая ячейка участвует

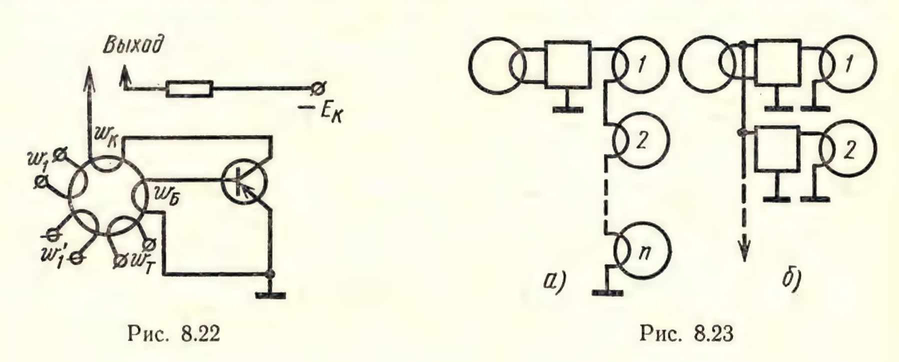


Рис. 8.22 Рис. 8.23

в перемагничивании последующей. В более сложных схемах одна ячейка может работать на несколько последующих. Такие схемы бывают с последовательным и параллельным разветвлением.

При *последовательном разветвлении* имеется один общий контур связи между сердечниками (рис. 8.23,*а*). Подключение *n* ячеек равносильно подключению одной ячейки с входным сопротивлением, увеличенным в *n* раз. Одновременно в *n* раз возрастает встречная э. д. с. в выходной обмотке первой ячейки.

При *параллельном разветвлении* (рис. 8.23,*б*) выходная обмотка первой ячейки оказывается нагруженной на сопротивление, в *n* раз меньшее сопротивления одной ячейки. Поэтому для надежного перемагничивания сердечников соответственно в *n* раз должны быть увеличены ампервитки тактовой обмотки первой ячейки.

§ 8.5. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Интегральные логические схемы широко применяют в электронно-вычислительных машинах, в устройствах обработки информации и в системах автоматики.

Для построения разнообразной электронной аппаратуры желательно иметь не отдельные логические схемы, а функционально полные серии цифровых интегральных схем. При использовании серий значительно упрощается проектирование аппаратуры, исключается необходимость в специальных согласующих устройствах, и, таким об-

разом, обеспечивается существенный выигрыш в объеме потребляемой мощности и надежности аппаратуры.

В зависимости от назначения серии могут содержать от единиц до нескольких десятков различных логических схем, отличающихся функциональным назначением и числом входов и выходов.

В связи с тем что в различных узлах сложных комплексов требуются схемы с различными параметрами, выпускают несколько функционально полных серий, которые отличаются быстродействием и потребляемой мощностью, но согласованы по электрическим характеристикам и допускают совместное использование.

Как указывалось раньше, сколько угодно сложная логическая схема может быть построена с помощью трех простых логических элементов НЕ, И, ИЛИ или с помощью всего одной составной схемы (И—НЕ либо ИЛИ—НЕ). Так, например, с помощью двух схем И—НЕ можно выполнять логическую операцию И (рис. 8.24,*а*), а с помощью трех схем — операцию ИЛИ (рис. 8.24,*б*).

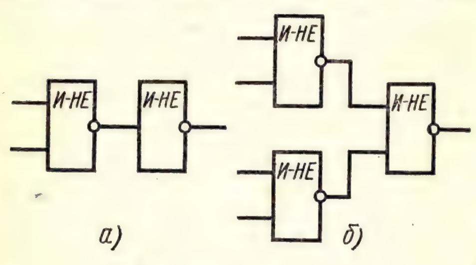


Рис. 8.24

Обычно основная логическая схема выпускается в нескольких вариантах, отличающихся числом входов (от 2 до 8) и допустимым числом выходов (от 5 до 25). Это позволяет выбрать интегральную схему с требуемым числом входов и выходов и тем самым построить логическое устройство с наименьшим числом интегральных схем.

Важнейшей характеристикой логических интегральных схем является передаточная характеристика, определяющая зависимость выходного напряжения схемы от напряжения на одном из ее входов при определенных постоянных напряжениях на остальных входах.

К числу *основных параметров* логических интегральных схем относятся:

1. *Задержка распространения сигнала*, которая характеризует быстродействие схемы и представляет собой среднее время задержки выходного сигнала относительно сигнала на входе. Основными факторами, определяющими задержку распространения сигнала через схему, являются емкости переходов транзисторов и диодов, паразитные емкости между компонентами интегральной схемы и подложкой, а также инерционность процесса переключения диодов и транзисторов, обусловленная процессами накопления и рассасывания заряда в их структурах.

Наибольшее быстродействие современных логических интегральных схем характеризуется задержкой распространения порядка единиц наносекунд.

2. *Потребляемая мощность*, которая определяется как полусумма мощностей, потребляемых логической схемой в открытом и закрытом состояниях. Усреднение потребляемой мощности оправдано тем, что обычно при работе в составе устройства логическая схема половину

времени находится в открытом состоянии, половину в закрытом. При повышении частоты переключений логической схемы средняя потребляемая мощность возрастает за счет нестационарных процессов.

3. *Помехоустойчивость*, которая характеризуется способностью логической схемы противостоять действию помехи. Обычно при работе в составе устройства логическая схема находится под воздействием

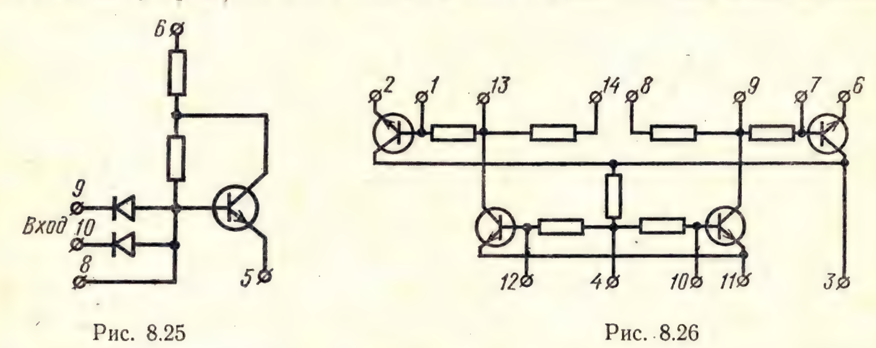


Рис. 8.25

Рис. 8.26

мешающих напряжений (помех) на ее входах. Поэтому знание помехоустойчивости схемы очень важно. Количественно помехоустойчивость характеризуется допустимым напряжением помехи на входе, при котором еще не происходит изменения состояния схемы.

4. *Коэффициент объединения* по входу, который определяет максимальное число входов логической схемы. Обычно он составляет от 2 до 10.

5. *Коэффициент разветвления*, который характеризует максимальное число аналогичных схем, подключающихся одновременно к ее выходу. Обычно он составляет от 4 до 25.

Существует ряд вариантов построения логических интегральных схем, отличающихся принципиальными схемами и типами входящих в них компонентов.

В настоящее время промышленность выпускает очень большое число серий цифровых интегральных схем. В зависимости от характера выполняемых логических операций эти схемы делятся на: схемы И (ЛИ), схемы ИЛИ (ЛЛ), схемы НЕ (ЛН), схемы И—НЕ/ИЛИ—НЕ (ЛБ) и прочие (ЛП).

В качестве примера рассмотрим принципиальные схемы и основные технические данные нескольких интегральных схем логических устройств.

Двухвходовый логический элемент И типа К1ЛИ04 1 представляет собой полупроводниковую интегральную схему, построенную на одном транзисторе и двух диодах (рис. 8.25). Напряжение источника питания +6,3 В ± 10%. Прямое напряжение на входных диодах 0,55—0,9 В, обратное напряжение — не более 4,5 В. Входной ток схемы не превышает 2,2 мА.

Гибридная интегральная схема совпадения И типа 2ЛИ041 построена на четырех транзисторах (рис. 8.26). Погребляемая мощность не более 18 мВт. Входной сигнал отрицательной полярности длитель-

ностью не менее 1 мкс, длительностью фронтов не более 0,1 мкс и амплитудой не более 3,5 В.

Гибридная интегральная схема типа 2ЛБ042 включает два однотипных логических элемента И—НЕ/ИЛИ—НЕ. Каждый из них построен на трех транзисторах (рис. 8.27). Большое количество выводов

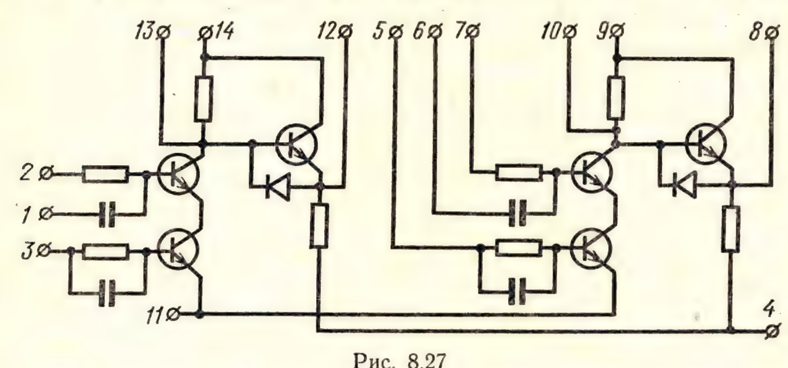


Рис. 8.27

позволяет использовать схему в различных вариантах. Напряжение питания 4В ± 10%, потребляемая мощность не более 56 мВт. Входной сигнал с длительностью не менее 0,4—1,0 мкс, длительностью фронтов не более 0,1 мкс и амплитудой 2,5 В.

Контрольные вопросы

1. Что называют событием в алгебре логики и какие значения истинности ему приписываются?
2. Какие события называют эквивалентными, простыми и сложными?
3. Чем отличаются потенциальный и импульсный способы представления логических переменных в электронных схемах?
4. Какие логические схемы называют простыми, сложными и составными?
5. Каких элементарных логических операций достаточно для проведения любого логического преобразования?
6. Поясните смысл логического отрицания, логического сложения и логического умножения.
7. Какие функции выполняют логические элементы?
8. Какие логические операции выполняют схемы ЗАПРЕТ, СОВПАДЕНИЯ и НЕСОВПАДЕНИЯ?
9. Как построены диодно-резисторные схемы ИЛИ и И?
10. Какие схемы используют при построении логических элементов на транзисторах?
11. Чем отличаются транзисторные схемы с непосредственными связями?
12. На чем основано применение туннельных диодов в логических схемах?
13. Какие логические функции реализуют элементы И — НЕ и ИЛИ — НЕ?
14. Как строится схема запрета НЕТ на феррит-диодных и феррит-транзисторных ячейках?
15. Что представляет собой схема совпадения И на феррит-диодных и феррит-транзисторных ячейках?
16. Как можно получить собирательную схему ИЛИ на основе феррит-диодных или феррит-транзисторных ячеек?
17. Чем отличаются схемы разветвления информации на магнитных элементах с последовательным и параллельным разветвлением?
18. Что представляют собой серии цифровых интегральных схем?
19. Какими основными параметрами характеризуются логические интегральные схемы?

ГЛАВА IX
ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 9.1. СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Выпрямителем называют электрическую схему, предназначенную для преобразования энергии переменного тока в энергию постоянного тока. Выпрямители являются основными источниками постоянного тока для питания установок и схем промышленной электроники. Питание электронной аппаратуры чаще всего осуществляется маломощными выпрямителями, работающими от сети однофазного переменного тока. Для питания мощных промышленных установок используют выпрямители средней и большой мощности, работающие от трехфазной сети.

Обобщенная структурная схема выпрямителя, представленная на рис. 9.1, включает силовой трансформатор, вентиль, сглаживающий фильтр и нагрузку.

Силовой трансформатор служит для получения необходимого напряжения при данном напряжении сети.

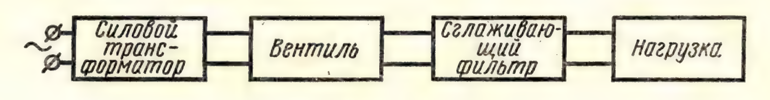


Рис. 9.1

Вентиль является основным элементом любого выпрямителя и служит для пропускания тока только в одном направлении. Теоретически в качестве вентиля может быть использовано любое устройство, оказывающее току одного направления малое сопротивление и току обратного направления — большое. Однако далеко не все из них обладают нужными характеристиками и на практике используют сравнительно небольшое число типов вентилей. Обычно принято различать идеальные и реальные вентили. *Идеальный вентиль* пропускает ток только одного направления (прямой ток) и совсем не пропускает тока обратного направления (обратного тока). *Реальный вентиль* пропускает не только прямой, но и небольшой обратный ток. Чем ближе вольт-амперная характеристика реального вентиля к характеристике идеального вентиля, тем лучше данный вентиль для выпрямителя.

Электрические вентили, применяемые в выпрямителях схем промышленной электроники, делятся по характеру проводимости тока на электронные (кенотроны), ионные (газотроны, тиратроны) и полупроводниковые (селеновые, титановые, кремниевые).

К вентилям предъявляются следующие основные требования:

1) минимальное сопротивление прямому току:

2) минимальный обратный ток:

3) высокая электрическая прочность, определяемая допустимой величиной обратного напряжения;

4) большой к. п. д.;

5) стабильность параметров вентиля во времени и при изменении внешних условий.

Вентиль преобразует переменное напряжение в пульсирующее, которое содержит постоянную и ряд переменных составляющих.

Характер сопротивления нагрузки (активный, емкостный или индуктивный) существенно сказывается на режиме работы всех блоков выпрямителя и должен учитываться при его конструировании и расчете.

Приведенная структурная схема в отдельных случаях может не иметь таких элементов, как трансформатор или сглаживающий фильтр. С другой стороны, очень часто в состав выпрямителя входит стабилизатор напряжения или тока, который может включаться на выходе (по постоянному току) или на входе (по переменному току).

К *основным параметрам выпрямителя* в первую очередь относятся выходные параметры: средние значения выпрямленного напряжения U_0, тока I_0 и допустимый коэффициент пульсации $k_п$. Коэффициентом пульсации называют отношение амплитуды переменной составляющей основной частоты к среднему значению выпрямленного напряжения:

$$k_п = \frac{U_\sim}{U_0} 100\% . \tag{9.1}$$

Выходные параметры совместно с напряжением и частотой сети переменного тока определяют параметры основных элементов выпрямителя. Для силового трансформатора к ним относятся действующие значения напряжений и токов отдельных обмоток, определяющие их мощности и мощность трансформатора в целом. Для вентиля основными параметрами являются среднее, действующее и максимальное значение тока, а также обратное напряжение, приходящееся на вентиль. Для сглаживающего фильтра — постоянный ток, проходящий через него, и *коэффициент фильтрации* — отношение коэффициента пульсации на входе фильтра к коэффициенту пульсации на его выходе.

Выпрямители классифицируются по различным признакам:

1) по числу фаз первичной обмотки силового трансформатора (однофазные и трехфазные):

2) по форме выпрямленного напряжения (однополупериодные и двухполупериодные):

3) по схеме соединения вентилей (с последовательным включением вентиля и вторичной обмотки и мостовые схемы):

4) по мощности (маломощные — до 100 Вт, средней мощности — до 5 кВт и мощные — свыше 5 кВт);

5) по напряжению (низкого — до 250 В, среднего — до 1000 В и высокого — свыше 1000 В):

6) по частоте выпрямленного тока (промышленной частоты — 50 Гц, повышенной — от 400 до 1000 Гц и высокой — свыше 1000 Гц).

Кроме того, различают неуправляемые и управляемые выпрямители. В неуправляемых выпрямителях выходное напряжение в процессе работы не регулируется и определяется напряжением переменного тока на его входе. Изменять выходное напряжение в таких выпрямителях можно изменением входного напряжения специальными регуляторами. В управляемых выпрямителях напряжение постоянного тока на нагрузке можно изменять во время работы выпрямителя, не регулируя входное напряжение, а изменяя режим работы выпрямителя.

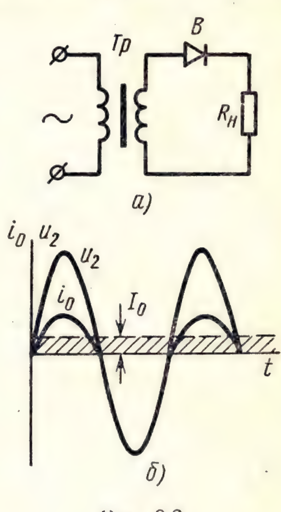


Рис. 9.2

В соответствии с приведенной выше классификацией выпрямители могут быть построены по весьма многочисленным вариантам схем, но на практике используют только некоторые из них. Дальше рассматриваются основные схемы выпрямителей, широко применяемые в промышленной электронике.

Простейшая *однополупериодная схема* выпрямителя с чисто активной нагрузкой приведена на рис. 9.2,*а*. Все элементы рассмотренной структурной схемы здесь присутствуют. (Принятое условное изображение в данном случае обозначает любой вентиль, а не только полупроводниковый.) Эпюры рис. 9.2,*б* соответствуют напряжению на вторичной обмотке трансформатора u_2 и току через нагрузку i_0 при условии, что вентиль можно считать идеальным, а сопротивлением обмотки трансформатора можно пренебречь. Выпрямляющие свойства схемы подтверждаются тем, что ток через нагрузку протекает только в одном направлении.

Определим величину действующего напряжения вторичной обмотки. Считая напряжение на нагрузке u_0 равным напряжению на вторичной обмотке u_2, можно записать

$$u_0 = u_2 = U_{2m} \sin \omega t, \tag{9.2}$$

где U_{2m} — амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке.

Как известно, для определения постоянной составляющей U_0 необходимо найти площадь, занимаемую кривой данного напряжения, и определить высоту прямоугольника равной площади. Для данного случая, когда ток протекает только в течение половины периода, получим

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi}. \tag{9.3}$$

Поскольку $U_{2m} = \sqrt{2}\,U_2$, можно записать

$$U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_0 = 2{,}22 U_0. \qquad (9.4)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки также с учетом протекания тока только в течение половины периода

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_2^2\, d\omega t}\,. \qquad (9.5)$$

Учитывая соотношение

$$i_2 = I_{2m}\sin\omega t, \qquad (9.6)$$

получим

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_{2m}^2 \sin^2\omega t\, d\omega t} = 0{,}5\, I_{2m} \qquad (9.7)$$

(табличный интеграл $\int \sin^2 \alpha d\alpha = \frac{\alpha}{2} - \frac{1}{4}\sin 2\alpha$ дает

$$\left.\int_0^{\pi} \sin^2 \omega t d\omega t = \pi/2\right).$$

Сопоставляя выражения 9.3 и 9.7, можно записать

$$I_2 = \frac{\pi}{2} I_0 = 1{,}57\, I_0, \qquad (9.8)$$

где I_0 — выпрямленный ток (все значения тока во вторичной обмотке могут быть найдены через соответствующие значения напряжения и сопротивления R).

Ток первичной обмотки не имеет постоянной составляющей и его мгновенное значение может быть найдено через переменную составляющую вторичного тока $i_{2\sim}$;

$$i_1 = \frac{i_{2\sim}}{k_{\text{т}}} = \frac{i_2 - I_0}{k_{\text{т}}}, \qquad (9.9)$$

где $k_{\text{т}}$ — коэффициент трансформации.

Действующее значение, как и для тока во вторичной обмотке, находится из следующего выражения;

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1^2\, d\omega t} = \frac{1}{k_{\text{т}}}\sqrt{I_2^2 - I_0^2}\,. \qquad (9.10)$$

Подставив значение I_2 из выражения 9.7, получим

$$I_1 = \frac{1}{k_{\text{т}}}\sqrt{(1{,}57\, I_0)^2 - I_0^2} = 1{,}21\,\frac{I_0}{k_{\text{т}}}\,. \qquad (9.11)$$

При этом не учитывается намагничивающий ток первичной обмотки, который увеличивает фактическое значение тока на 20—30%.

Обратное напряжение на вентиле равно максимальному значению вторичного напряжения и с учетом 9.3 определяется как

$$U_{обр} = U_{2m} = \pi U_0 = 3{,}14\, U_0. \tag{9.12}$$

Среднее значение тока вентиля равно выпрямленному току I_0.

Если не учитывать потери, то расчетная мощность магнитной цепи трансформатора может быть представлена следующим выражением;

$$P_{тр} = \frac{P_1 + P_2}{2}, \tag{9.13}$$

где P_1 и P_2 — расчетные мощности соответственно первичных и вторичных обмоток.

Расчетная мощность $P_{тр}$ зависит не только от мощности постоянного тока $P_0 = U_0 I_0$, но и от применяемой схемы выпрямления. Это объясняется тем, что в ряде схем по вторичной обмотке трансформатора протекает постоянная и все переменные составляющие выпрямленного тока. При этом расчетные мощности зависят от формы кривых тока обмоток.

Для характеристики схем выпрямления по этому параметру вводят *коэффициент использования обмоток трансформатора*

$$K_{тр} = P_0 / P_{тр}. \tag{9.14}$$

В рассматриваемой схеме однополупериодного выпрямления расчетные мощности обмоток трансформатора с учетом 9.4, 9.8 и 9. 11 можно найти следующим образом:

$$P_1 = U_1 I_1 = k_т U_2 I_1 = k_т\, 2{,}22\, U_0\, 1{,}21 \frac{I_0}{k_т} = 2{,}7\, U_0 I_0 = 2{,}7\, P_0 \tag{9.15}$$

и

$$P_2 = U_2 I_2 = 2{,}22\, U_0\, 1{,}57\, I_0 = 3{,}5\, P_0. \tag{9.16}$$

Следовательно,

$$P_{тр} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{2{,}7 + 3{,}5}{2} P_0 = 3{,}1\, P_0. \tag{9.17}$$

Если учесть увеличение тока I_1, можно считать, что для однополупериодной схемы выпрямления $P_{тр} \approx (3{,}2 \div 3{,}5) P_0$. Коэффициент использования обмоток трансформатора

$$K_{тр} = \frac{P_0}{P_{тр}} \approx 0{,}3. \tag{9.18}$$

На эпюрах рис. 9.2,*б* видно, что напряжение на нагрузке достигает максимума один раз за период выпрямленного напряжения. Поэтому частота основной гармоники равна частоте сетевого напряжения. Для определения коэффициента пульсации (9.1) нужно найти амплитуду

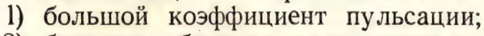
основной гармоники $U_\sim$, разложив в ряд несинусоидальную кривую выпрямленного напряжения. Для рассматриваемой схемы

$$U_\sim = \frac{\pi}{2} U_0. \tag{9.19}$$

Следовательно, коэффициент пульсации здесь

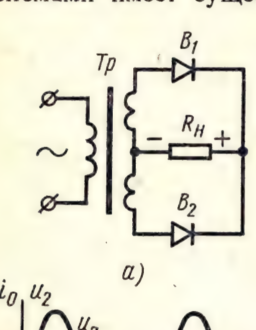
$$k_п = \frac{U_\sim}{U_0} = \frac{\pi}{2} = 1{,}57. \tag{9.20}$$

Однополупериодная схема выпрямления по сравнению с другими схемами имеет существенные недостатки, к которым относятся:



1) большой коэффициент пульсации;
2) большое обратное напряжение на вентиле;
3) плохое использование обмоток трансформатора и намагничивание его сердечника постоянной составляющей выпрямленного тока.

Поэтому, несмотря на предельную простоту схемы, она редко применяется на практике.



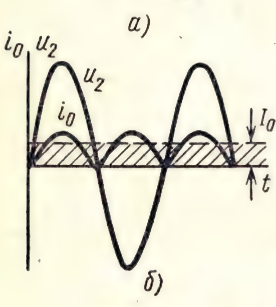
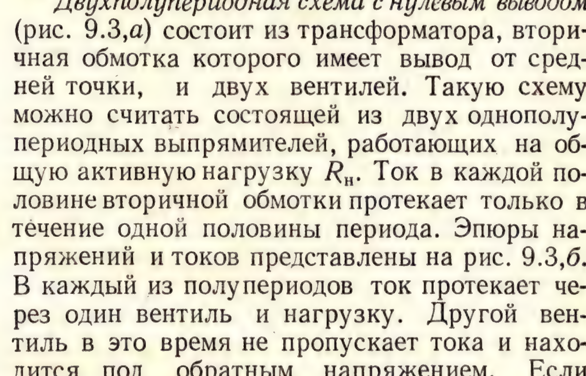


Рис. 9.3



Двухполупериодная схема с нулевым выводом (рис. 9.3,*а*) состоит из трансформатора, вторичная обмотка которого имеет вывод от средней точки, и двух вентилей. Такую схему можно считать состоящей из двух однополупериодных выпрямителей, работающих на общую активную нагрузку $R_н$. Ток в каждой половине вторичной обмотки протекает только в течение одной половины периода. Эпюры напряжений и токов представлены на рис. 9.3,*б*. В каждый из полупериодов ток протекает через один вентиль и нагрузку. Другой вентиль в это время не пропускает тока и находится под обратным напряжением. Если рассматривать вентили как идеальные, нетрудно установить, что обратное напряжение, приложенное к вентилю, равно полному напряжению на концах вторичной обмотки. Максимальное его значение равно удвоенному амплитудному значению напряжения на вторичной обмотке. Через нагрузку ток протекает в оба полупериода в одном и том же направлении.

Поскольку в каждой половине вторичной обмотки токи протекают поочередно и имеют противоположные направления, по первичной обмотке протекает синусоидально изменяющийся ток. При этом дополнительное подмагничивание сердечника не имеет места, так как постоянные составляющие токов половин вторичной обмотки направлены друг против друга.

Очевидно, что величина постоянной составляющей выпрямленного напряжения в двухполупериодной схеме вдвое больше, чем в однополу-

периодной. Следовательно, на основании 9.3 можно записать

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_{2m}, \tag{9.21}$$

где U_{2m} — амплитудное значение напряжения на одной половине вторичной обмотки.

Действующее значение напряжения во вторичной обмотке

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_0 = 1{,}11\,U_0. \tag{9.22}$$

Тогда

$$I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R} = \frac{\pi U_0}{2R} = 1{,}57\,I_0. \tag{9.23}$$

Для каждой из половин вторичной обмотки имеем (см. 9.7)

$$I_2 = 0{,}5\,I_{2m}. \tag{9.24}$$

Подставив значение I_{2m} из 9.23 в 9.24, получим для действующего значения тока вторичной обмотки

$$I_2 = 0{,}785\,I_0. \tag{9.25}$$

Ток первичной обмотки изменяется по синусоидальному закону, поэтому

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}. \tag{9.26}$$

Следовательно, учитывая 9.23, получаем

$$I_1 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}\,k_т} = \frac{1{,}57\,I_0}{\sqrt{2}\,k_т} = 1{,}11\,\frac{I_0}{k_т}. \tag{9.27}$$

Обратное напряжение на вентиле, как уже отмечалось раньше,

$$U_{обр} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}\,U_2. \tag{9.28}$$

На основании 9.21 можно записать

$$U_{обр} = \pi U_0 = 3{,}14\,U_0. \tag{9.29}$$

Среднее значение тока, протекающего через каждый вентиль, в двухполупериодной схеме вдвое меньше выпрямленного тока I_0.

Расчетные мощности обмоток с учетом 9.22, 9.25 и 9.27 равны;

$$P_1 = U_1 I_1 = k_т U_2 I_1 = k_т\,1{,}11\,U_0\,1{,}11\,\frac{I_0}{k_т} = 1{,}23\,P_0 \tag{9.30}$$

и

$$P_2 = 2U_2 I_2 = 2 \cdot 1{,}11\,U_0\,0{,}785\,I_0 = 1{,}74\,P_0. \tag{9.31}$$

Следовательно,

$$P_{тр} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1{,}23 + 1{,}74}{2} P_0 = 1{,}48\,P_0. \tag{9.32}$$

Коэффициент использования обмоток трансформатора

$$K_{\text{тр}} = \frac{P_0}{P_{\text{тр}}} = 0{,}67. \qquad (9.33)$$

На эпюрах рис. 9.3,*б* видно, что напряжение на нагрузке достигает максимума два раза за период выпрямленного напряжения. Поэтому частота основной гармоники равна удвоенной частоте напряжения.

Разлагая в ряд несинусоидальную кривую выпрямленного напряжения, можно найти амплитуду основной гармоники, которая для рассматриваемой схемы

$$U_{\sim} = \frac{2}{3} U_0. \qquad (9.34)$$

Следовательно, коэффициент пульсации здесь

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{\sim}}{U_0} = 0{,}67. \qquad (9.35)$$

По сравнению с однополупериодной двухполупериодная схема выпрямления обладает следующими преимуществами;

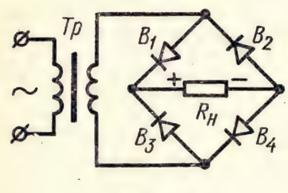


Рис. 9.4

1) коэффициент пульсации уменьшается в два с лишним раза и основная частота пульсации вдвое выше. В результате, как будет показано дальше, габаритные размеры и масса сглаживающего фильтра существенно уменьшаются;

2) обмотки трансформатора используются лучше, дополнительное намагничивание отсутствует.

Другим вариантом двухполупериодной схемы выпрямления является *мостовая схема* (рис. 9.4). Она состоит из трансформатора и четырех вентилей. В один из полупериодов ток проходит через два вентиля, включенных в противоположные плечи моста, и нагрузку. В это время другие два вентиля не пропускают ток и находятся под обратным напряжением, равным напряжению вторичной обмотки. Во время другого полупериода ток проходит через вентили в других плечах и нагрузку. При этом токи через нагрузку в оба полупериода протекают в одном направлении. В этой схеме ток вторичной обмотки протекает в течение обоих полупериодов и является синусоидальным. Дополнительное намагничивание сердечника отсутствует.

Перед схемой с нулевым выводом мостовая схема имеет следующие преимущества:

1) вторичная обмотка не нуждается в среднем выводе и напряжение на ней вдвое меньше;

2) коэффициент использования обмоток больше;

3) трансформатор вообще может отсутствовать, если напряжение сети соответствует необходимому значению выпрямленного напряжения;

4) обратное напряжение на вентиле вдвое меньше.

Мостовую схему выпрямления широко применяют на практике, в основном с полупроводниковыми вентилями.

Мощные выпрямители, как правило, целесообразно питать от трехфазных сетей переменного тока. Простейшая *трехфазная схема выпрямления с нулевым выводом* представлена на рис. 9.5,*а*. Схема состоит

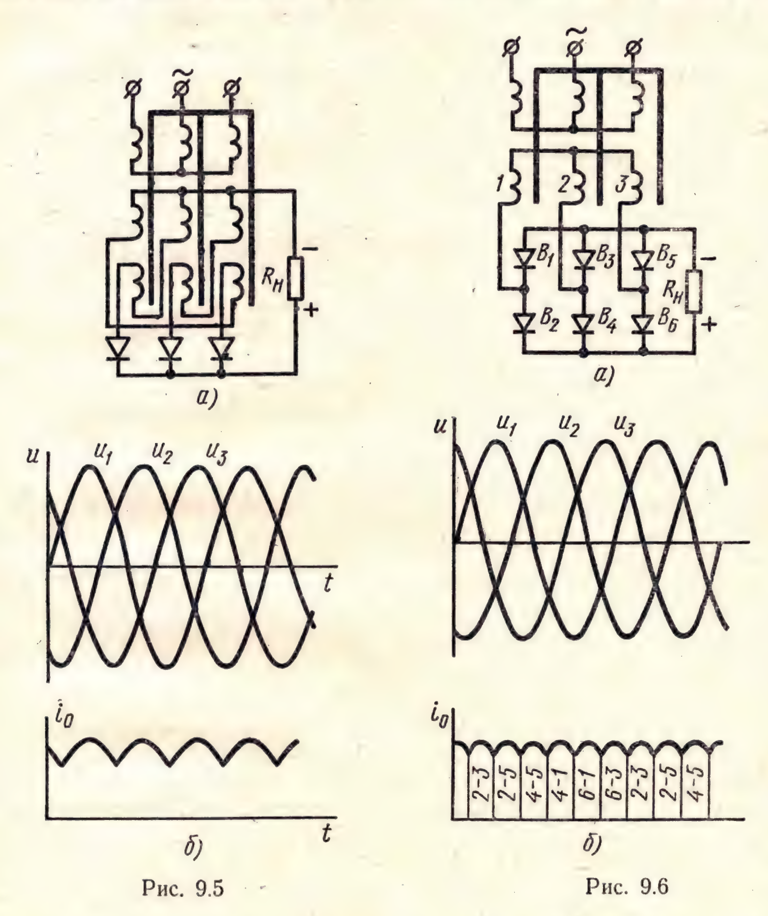


Рис. 9.5 Рис. 9.6

из трехфазного трансформатора и трех вентилей. Первичная обмотка трансформатора может соединяться звездой или треугольником, а вторичная — звездой или «зигзагом», как это изображено на схеме. Соединять вторичную обмотку треугольником нельзя, так как при этом отсутствует необходимый нулевой вывод. Такую схему можно считать состоящей из трех однополупериодных выпрямителей, работающих на общую активную нагрузку. Выпрямители питаются тремя симметричными напряжениями, сдвинутыми по фазе на 120°. На рис. 9.5,*б* приведены эпюры напряжений и токов в схеме. Вентили проводят ток поочередно, каждый в течение одной трети периода выпрямляемого нап-

ряжения. Проводящим в каждый данный момент является тот вентиль, анод которого находится под наибольшим положительным напряжением. Ток проходит от конца одной из вторичных обмоток через вентиль и нагрузку к общей точке. Через нагрузку токи протекают в одном направлении. Вентили, не проводящие в данный момент ток, находятся под обратным напряжением.

Трехфазная схема с нулевым выводом по сравнению с рассмотренными однофазными схемами обладает следующими преимуществами:

1) равномерная нагрузка на сеть переменного трехфазного тока;

2) лучшее использование обмоток трансформатора;

3) увеличение частоты пульсации в полтора раза и существенное уменьшение коэффициента пульсации (более чем в 2,5 раза по сравнению с двухполупериодными схемами и в 6 раз по сравнению с однополупериодной).

Если вторичные обмотки соединены звездой, постоянные составляющие токов вызывают дополнительное намагничивание сердечника, что приводит к увеличению намагничивающего тока в первичной обмотке. Разделение каждой из вторичных обмоток на две секции и включение их зигзагом приводит к взаимной компенсации магнитных потоков, вызываемых постоянными составляющими выпрямленных токов.

Обычно такая трехфазная схема выпрямления используется с ионными и полупроводниковыми вентилями.

Лучшие результаты дает *трехфазная мостовая схема* (рис. 9.6,*а*). Схема состоит из трехфазного трансформатора и шести вентилей. Обмотки трансформатора могут соединяться по любой схеме, так как нулевой вывод здесь не нужен. Вентили образуют две группы — у трех из них в одну точку соединены аноды, а у трех других — катоды.

Трехфазную мостовую схему можно рассматривать как два трехфазных выпрямителя, которые включены последовательно и питаются напряжениями, сдвинутыми по фазе на 180°. Эпюры напряжений и токов в схеме приведены на рис. 9.6,*б*. Благодаря последовательному соединению выпрямителей напряжение на нагрузке является суммой мгновенных значений выходных напряжений. В каждый данный момент времени ток протекает через нагрузку и два последовательно соединенных вентиля. Через $^1/_6$ периода комбинации вентилей меняются (на рис. 9.6,*б* указаны номера вентилей, проводящих ток в данную часть периода).

По сравнению со схемой с нулевым выводом мостовая трехфазная схема обладает следующими преимуществами:

1) лучшее использование обмоток трансформатора;

2) трансформатор вообще может отсутствовать, если напряжение сети соответствует необходимому значению выпрямленного напряжения;

3) возможность получения двух напряжений, равных половине общего выпрямленного напряжения;

4) увеличение частоты пульсации в два раза и уменьшение коэффициента пульсации более чем в четыре раза.

Недостатком схемы является увеличение числа вентилей в два раза. Кроме того, при использовании электронных и ионных вентилей с катодами прямого накала здесь нужно иметь минимум четыре изоли-

рованных источника накала вместо одного в схеме с нулевым выводом. Чаще всего в мостовой трехфазной схеме применяют ионные и полупроводниковые вентили, обладающие малым прямым сопротивлением.

До сих пор рассматривались различные схемы выпрямления с чисто активной нагрузкой. В то же время, поскольку в любой такой схеме цепи переменного и постоянного напряжения электрически связаны между собой, характер нагрузки будет оказывать существенное влияние на режим работы схемы. На практике обычно нагрузка выпрямителя носит емкостный или индуктивный характер. Кроме того, часто встречается работа выпрямителя на внешнюю э. д. с. (например, при зарядке аккумуляторов).

Рассмотрим особенности работы выпрямителей на различные нагрузки, начиная со случая, когда параллельно зажимам выпрямителя

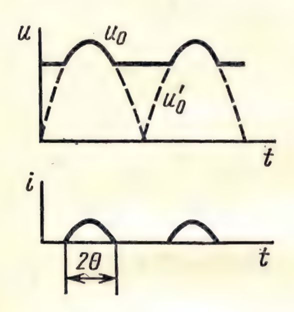


Рис. 9.7

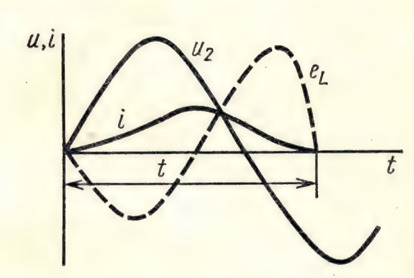


Рис. 9.8

подключен источник постоянной э. д. с. (*работа на встречную э. д. с.*). На эпюрах рис. 9.7 представлены кривые напряжений и токов для такого включения (схема выпрямления однофазная двухполупериодная). Пунктиром изображена кривая выпрямленного напряжения при отсутствии в схеме встречной э. д. с. E_0. Очевидно, что ток через вентили, а следовательно, и через нагрузку может протекать только тогда, когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора по абсолютной величине превышает э. д. с. E_0. Поэтому токи протекают только часть периода, определяемую углом отсечки θ, за который принимается половина времени протекания тока через вентиль. Нетрудно установить, что пульсации выпрямленного напряжения теперь значительно уменьшаются.

При включении индуктивности последовательно с активным сопротивлением выпрямитель работает на *нагрузку с индуктивной реакцией*. Такой случай характерен, когда сглаживающие дроссели используются в качестве первого элемента фильтра. В цепи нагрузки наличие индуктивности приводит к отставанию по времени тока от напряжения, что изменяет режим работы выпрямителя. На рис. 9.8 приведены эпюры напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора u_2, тока в цепи i и э. д. с. на зажимах дросселя e_L для простейшей схемы однополупериодного выпрямителя. Во время положительного

полупериода напряжения u_2 ток возрастает, что приводит к появлению э. д. с. самоиндукции e_L, направленной противоположно напряжению u_2'. Когда ток начинает уменьшаться, э. д. с. самоиндукции меняет знак и способствует поддержанию тока в цепи. Поэтому за счет запасенной энергии магнитного поля ток будет протекать в течение части отрицательного полупериода. Общая длительность протекания тока t зависит от соотношения активной и индуктивной составляющей нагрузки и лежит в пределах $T/2 \leqslant t \leqslant T$. Кривая выпрямленного напряжения по форме повторяет кривую тока в цепи и является алгебраической суммой напряжения u_2 и э. д. с. e_L.

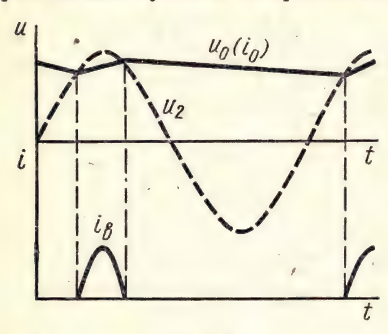


Рис. 9.9

По сравнению с работой на чисто активную нагрузку в этом случае увеличивается длительность работы вентиля и уменьшаются действующее значение тока и среднее значение выпрямленного напряжения. При равных значениях выпрямленного напряжения индуктивная нагрузка требует увеличения напряжения на вторичной обмотке, что в свою очередь приводит к возрастанию обратного напряжения на вентиле.

В двухполупериодных и многофазных схемах указанные недостатки сглаживаются. Вентили работают на индуктивную нагрузку поочередно и к моменту перехода тока от одного вентиля к другому его величина отличается от нуля. В таких схемах величина пульсации выпрямленного напряжения уменьшается по сравнению с работой на чисто активную нагрузку.

Большой практический интерес представляет работа выпрямителя на *нагрузку с емкостной реакцией* (параллельное соединение емкости и активного сопротивления). Чаще всего такой случай имеет место при использовании конденсаторов в качестве первого элемента сглаживающего фильтра. На рис. 9.9 приведены эпюры напряжений и токов для однополупериодного выпрямителя. При увеличении напряжения на вторичной обмотке u_2 конденсатор заряжается, но благодаря отставанию напряжения на емкости u_C оно будет меньшим, чем напряжение на обмотке. При этом через вентиль проходит ток $i_в$, который заряжает конденсатор и одновременно питает нагрузку.

Когда при уменьшении напряжения на обмотке оно станет равным напряжению на конденсаторе, прекратится ток через вентиль. Конденсатор начнет разряжаться через сопротивление нагрузки, поддерживая в ней ток прежнего направления. При этом напряжение на конденсаторе будет уменьшаться в соответствии с величиной постоянной времени цепи разряда $\tau = RC$. Когда напряжение на вторичной обмотке вновь станет равным напряжению на конденсаторе, процесс повторится. Форма кривой тока нагрузки i_0 соответствует форме напряжения на конденсаторе, так как нагрузка включена параллельно емкости.

Работа такой схемы во многом аналогична рассмотренной раньше работе выпрямителя на встречную э. д. с. Различие заключается только в том, что напряжение на конденсаторе здесь не остается постоянным.

Обратное напряжение на вентиле является суммой последовательно включенных напряжения вторичной обмотки и напряжения на конденсаторе. Поэтому при работе на емкостную нагрузку однополупериодной схемы обратное напряжение может почти в два раза превышать обратное напряжение при чисто активной нагрузке. В двухполупериодных и трехфазных схемах обратное напряжение на вентиле повышается незначительно.

При работе выпрямителя на емкостную нагрузку существенно уменьшаются пульсации напряжения. С другой стороны следует отметить, что в таких схемах величина выпрямленного напряжения зависит от тока нагрузки, особенно при небольшой емкости конденсатора. На практике такие схемы целесообразно использовать для маломощных выпрямителей при малых изменениях величины нагрузки.

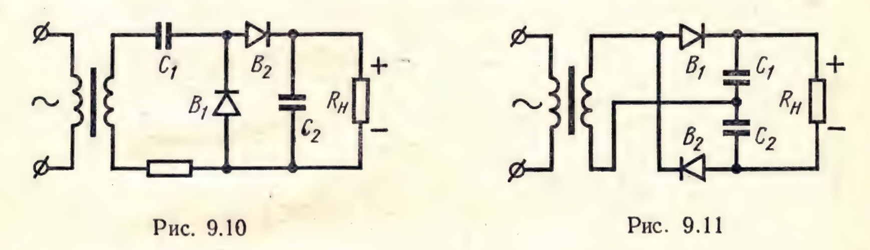


Рис. 9.10 Рис. 9.11

Схемы выпрямителей с емкостной нагрузкой нашли широкое применение для *умножения напряжения*. В схемах с умножением напряжения конденсаторы используются в качестве дополнительных источников э. д. с.

Рассмотрим схему однополупериодного выпрямителя с удвоением напряжения (рис. 9.10). Схема состоит как бы из двух однополупериодных выпрямителей. Во время положительного полупериода, когда проводит вентиль B_1, конденсатор C_1 заряжается до напряжения U_{2m}. Во время отрицательного полупериода напряжение вторичной обмотки и напряжение на конденсаторе C_1 оказываются включенными последовательно. Под действием этого суммарного напряжения конденсатор C_2 заряжается до напряжения $2U_{2m}$. Поскольку заряд конденсатора C_2 происходит один раз за период, схема является однополупериодной. По сравнению с простейшей схемой однополупериодного выпрямления рассматриваемая схема обеспечивает на нагрузке удвоенное напряжение при равных напряжениях вторичной обмотки. Обратное напряжение на каждом из вентилей в режиме холостого хода равно удвоенному максимальному напряжению вторичной обмотки $U_{обр} = 2U_{2m}$.

Как и для любой однополупериодной схемы выпрямления частота пульсации здесь равна частоте сети.

Лучшие результаты обеспечивает схема двухполупериодного выпрямления с удвоением напряжения, приведенная на рис. 9.11. Два

однополупериодных выпрямителя соединены последовательно и работают на одну общую нагрузку. Конденсаторы заряжаются до напряжения U_{2m}, а так как они соединены последовательно, напряжение на нагрузке будет близко к удвоенному максимальному напряжению вторичной обмотки $U_0 \approx 2U_{2m}$. Такой же величины будет и обратное напряжение на каждом из вентилей. Схема относится к двухполупериодным, так как заряд общей емкостной цепочки происходит в оба полупериода.

По такому же принципу строятся схемы выпрямителей с многократным умножением напряжения. На рис. 9.12 приведена схема ут-

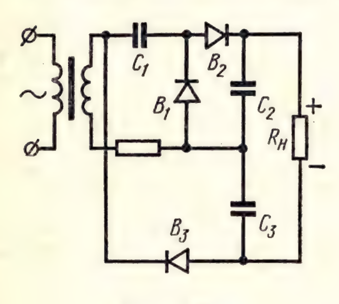


Рис. 9.12

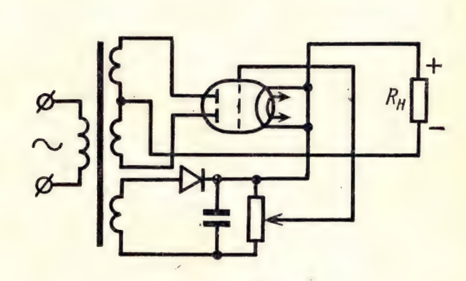


Рис. 9.13

роения напряжения, в которой к схеме удвоения (рис. 9.10) добавлена цепь, состоящая из вентиля B_3 и конденсатора C_3. Конденсатор C_3 заряжается до напряжения U_{2m} и в сумме с удвоенным напряжением на конденсаторе C_2 дает на нагрузке утроенное напряжение $U_0 \approx \approx 3U_{2m}$. Если составить две схемы с удвоением, можно получить учетверенное напряжение. Комбинация схем удвоения и утроения обеспечивает умножение напряжения в пять раз и т. д.

Схемы выпрямления с умножением напряжения позволяют получить значительно бóльшие выпрямленные напряжения при тех же напряжениях на вторичной обмотке трансформатора. Однако наличие последовательно соединенных вентилей увеличивает внутреннее сопротивление выпрямителя.

Все рассмотренные выпрямители относятся к группе неуправляемых. Если в процессе работы нужно менять величину выпрямленного напряжения, приходится применять специальные регуляторы напряжения, усложняющие выпрямитель. В *управляемых выпрямителях*, как уже указывалось раньше, выпрямленное напряжение регулируется управляемыми вентилями. В ионных и полупроводниковых вентилях при регулировании меняют время протекания тока через вентиль, а в электронных изменяют падение напряжения на вентиле, регулируя напряжение управляющей сетки.

В качестве ионных управляемых вентилей используют тиратроны, анодная цепь которых питается переменным током. В этом случае тиратрон зажигается и гаснет с частотой сети. Если на сетку подано отрицательное напряжение, зажигание происходит при определенном

положительном напряжении на аноде. Изменяя момент зажигания, можно регулировать время протекания тока в течение положительного полупериода.

Тиратронные управляемые выпрямители в настоящее время применяют довольно редко, так как их вытеснили полупроводниковые, обладающие рядом преимуществ.

При использовании в управляемых выпрямителях электронных вентилей регулируют величину выпрямленного напряжения изменением сопротивления вентиля. В этом случае электронная лампа может рассматриваться как регулируемое нелинейное сопротивление. Одна из возможных схем двухполупериодного выпрямителя на двойном триоде приведена на рис. 9.13. Управляющее напряжение обеспечивается отдельным выпрямителем, но можно использовать и часть общего выходного напряжения. Изменяя напряжение на сетках триодов, можно регулировать ток нагрузки, а следовательно, и выпрямленное напряжение в довольно широких пределах. Поскольку желательно иметь лампы с малым внутренним сопротивлением и большой мощностью рассеяния на аноде, в схемах таких выпрямителей часто используют лучевые тетроды.

Управляемые выпрямители на электронных лампах обеспечивают сравнительно небольшие мощности и обладают малым к. п. д., но в отличие от тиратронных выпрямителей не предъявляют специальных требований к сглаживающим фильтрам.

В качестве управляемых полупроводниковых вентилей в настоящее время используются тиристоры, которые ведут себя в схемах выпрямителей аналогично тиратронам. Вместе с тем у них имеются и специфические особенности, определяющие некоторые особенности схем выпрямления и методов управления выпрямителями. Возможны три способа изменения выпрямленного напряжения путем управления углом включения тиристора: 1) сигналом постоянного тока; 2) сдвигом фазы переменного тока; 3) импульсным сигналом.

В первом случае изменение постоянного напряжения, поданного на управляющий электрод тиристора, меняет угол включения вентиля. Одна из возможных схем приведена на рис. 9.14. Цепь управления выпрямителя включает диод *Д* и добавочный резистор *R*, ограничивающий ток в цепи.

В схеме на рис. 9.15 двухполупериодный выпрямитель управляется фазосдвигающей цепочкой L_0R_0. При изменении сопротивления переменного резистора R_0 угол включения тиристоров регулируется в широких пределах ($\approx 0 \div 180$), что позволяет изменять выпрямленное напряжение от нуля до номинального значения. К недостаткам такой схемы можно отнести некоторое неравенство углов включения тиристоров и сравнительно большие габаритные размеры схемы управления.

Лучшие результаты обеспечивают схемы управления с подачей на управляющие электроды тиристоров коротких импульсов с крутыми фронтами. Такие схемы обычно выполняются с быстродействующими магнитными усилителями или с импульсными генераторами на транзисторах.

В последнее время стали применяться тиристорные схемы регулирования по первичной цепи трансформатора. В этом случае в цепь первичной обмотки вводятся два тиристора в параллель с встречным включением (рис. 9.16,*а*). Тиристоры управляются импульсной схемой

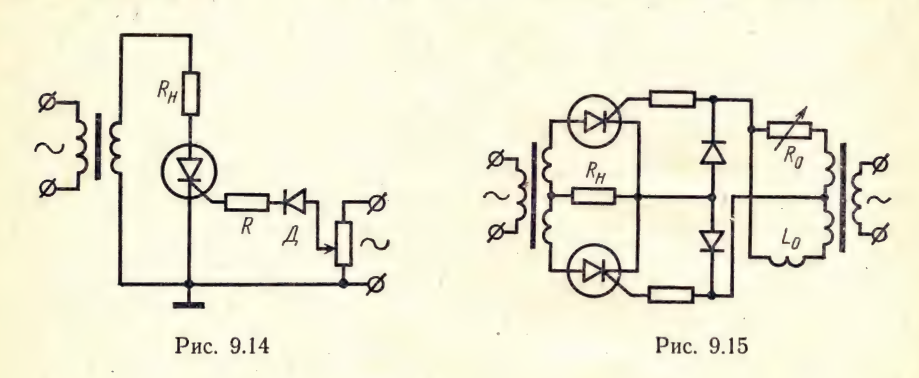


Рис. 9.14

Рис. 9.15

с двумя развязанными между собой цепями управления. Тиристоры должны быть рассчитаны на амплитудное напряжение сети в прямом и обратном направлении. Возможно включение и по другой схеме (рис. 9.16,*б*), где тиристоры защищены от обратного напряжения и могут управляться одним импульсным устройством.

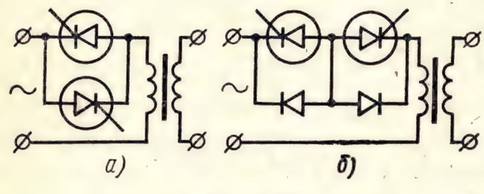


Рис. 9.16

Тиристорные управляемые выпрямители используют в основном при больших мощностях и сравнительно низких напряжениях.

При рассмотрении различных схем выпрямителей было установлено, что выпрямленное напряжение всегда является пульсирующим и содержит кроме постоянной еще ряд переменных составляющих. В большинстве случаев питание схем промышленной электроники пульсирующим напряжением совершенно неприемлемо. Требования к допустимой величине коэффициента пульсации зависят от назначения и режима работы устройства и могут колебаться в пределах 0,00001 — 2,5%.

Поскольку при любой схеме выпрямления коэффициент пульсации выходного напряжения во много раз превышает эти пределы, на выходе выпрямителей включаются сглаживающие фильтры.

Как уже указывалось, основным параметром, позволяющим количественно оценить качество сглаживающего фильтра, является коэффициент фильтрации

$$k_ф = \frac{k_{п.\ вх}}{k_{п.\ вых}}, \qquad (9.36)$$

где $k_{п.вх}$ и $k_{п.вых}$ — коэффициенты пульсации напряжения на входе и выходе фильтра.

Роль *простейших сглаживающих фильтров* могут играть индуктивности, включенные последовательно с нагрузкой, и емкости, включенные параллельно нагрузке. Физика происходящих процессов была рассмотрена при анализе работы выпрямителя на нагрузку с индуктивной и емкостной реакцией.

При использовании индуктивности повышение коэффициента фильтрации достигается, если индуктивное сопротивление цепи значительно превышает активное:

$$X_L = \omega_{\sim} L \gg R, \tag{9.37}$$

где $\omega_{\sim}$ — частота основной гармоники выпрямленного напряжения.

Здесь основное падение напряжения переменных составляющих происходит не на нагрузке, а на индуктивности фильтра. Поскольку активное сопротивление дросселя обычно невелико, то можно считать падение напряжения постоянной составляющей выпрямленного напряжения практически равными на нагрузке и на входе фильтра.

Индуктивный фильтр прост по своей схеме и обеспечивает малые потери мощности и малое изменение выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки. Однако с резким уменьшением тока нагрузки на зажимах дросселя возникают кратковременные броски напряжения, которые могут достигать значительной величины.

Поскольку индуктивный фильтр обеспечивает лучшее сглаживание пульсаций при малых сопротивлениях нагрузки, его применяют главным образом в мощных выпрямителях.

Если конденсатор включен параллельно нагрузке, для лучшего сглаживания пульсаций емкостное сопротивление должно быть значительно меньше активного сопротивления нагрузки

$$X_C = \frac{1}{\omega_{\sim} C} \ll R. \tag{9.38}$$

Здесь конденсатор шунтирует нагрузку по переменным составляющим, ток которых в основном протекает через емкость.

Емкостные фильтры также очень просты и обладают малыми потерями мощности. Поскольку такие фильтры обеспечивают лучшее сглаживание пульсаций при больших сопротивлениях нагрузки, их применяют в маломощных выпрямителях.

Широкое применение на практике находят *индуктивно-емкостные фильтры*.

При условии

$$X_C \ll R \ll X_L \tag{9.39}$$

такие фильтры обеспечивают значительно больший коэффициент фильтрации, чем фильтры из одной индуктивности или емкости. В основе построения индуктивно-емкостных фильтров лежат Г-образные и П-образные звенья фильтров нижних частот (см. § 2.3).

Рассмотрим работу Г-образного звена такого сглаживающего фильтра (рис. 9.17). Если пренебречь падением постоянного напряжения на малом активном сопротивлении дросселя, можно считать, что $U_{0\text{вх}} = U_{0\text{вых}} = U_0$. Тогда

$$k_{\text{ф}} = \frac{k_{\text{п. вх}}}{k_{\text{п. вых}}} \approx \frac{U_{\sim\text{вх}}/U_0}{U_{\sim\text{вых}}/U_0} = \frac{U_{\sim\text{вх}}}{U_{\sim\text{вых}}}. \qquad (9.40)$$

Амплитудное значение тока основной гармоники

$$I_{\sim} = \frac{U_{\sim\text{вх}}}{Z_{\text{вх}}} = \frac{U_{\sim\text{вых}}}{Z_{\text{вых}}}, \qquad (9.41)$$

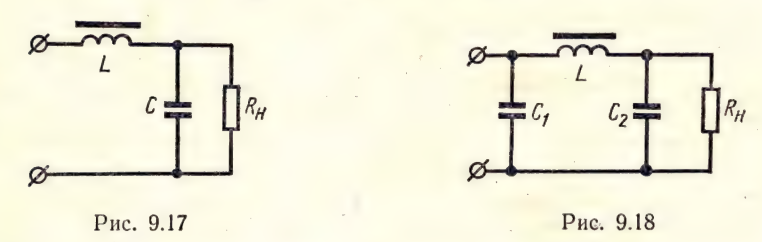


Рис. 9.17

Рис. 9.18

где $Z_{\text{вх}}$ — полное сопротивление нагрузки и фильтра; $Z_{\text{вых}}$ — полное сопротивление нагрузки и конденсатора фильтра.

Если выполняется условие 9.39, то

$$Z_{\text{вх}} \approx jX_L - jX_C \qquad (9.42)$$

и

$$Z_{\text{вых}} \approx -jX_C. \qquad (9.43)$$

Следовательно,

$$k_{\text{ф}} = \frac{U_{\sim\text{вх}}}{U_{\sim\text{вых}}} = \frac{I_{\sim}\,|Z_{\text{вх}}|}{I_{\sim}\,|Z_{\text{вых}}|} = \frac{|jX_L - jX_C|}{|-jX_C|} = \frac{X_L}{X_C} - 1. \qquad (9.44)$$

Учитывая 9.37 и 9.38, получим

$$k_{\text{ф}} = \omega_{\sim}^2 LC - 1 \qquad (9.45)$$

или

$$LC = \frac{k_{\text{ф}} + 1}{\omega_{\sim}^2}. \qquad (9.46)$$

Зная частоту основной гармоники выпрямленного напряжения, по заданному коэффициенту фильтрации можно найти значения L и C (точнее их произведение). Выбор конкретных величин индуктивности и емкости представляет в данном случае не математическую, а техническую задачу. Обычно она решается с учетом дополнительных условий, к которым относятся габаритные размеры, масса и стоимость фильтра, допустимый бросок тока при включении, а также необходимость обеспечения требуемой индуктивной реакции фильтра.

П-образное звено (рис. 9.18) можно рассматривать как сочетание емкостного фильтра и Г-образного звена.

Для получения большего коэффициента фильтрации необходимо увеличивать величины L и C, что приводит к большим габаритным размерам и массам дросселей и конденсаторов. В этом случае лучшие результаты обеспечивают сложные многозвенные фильтры, состоящие из нескольких последовательно соединенных Г-образных звеньев. Входным элементом такого фильтра является индуктивность. Если первое звено сделать П-образным, входным элементом будет емкость.

Поскольку для каждого звена входное напряжение является выходным напряжением предыдущего звена, общий коэффициент фильтрации многозвенного фильтра равен произведению всех коэффициентов фильтрации отдельных звеньев:

$$k_ф = k_{ф1} k_{ф2} \dots k_{фn}. \tag{9.47}$$

Если коэффициенты фильтрации всех звеньев выбраны одинаковыми, то

$$k_ф = k_{фi}^n, \tag{9.48}$$

где n — число звеньев.

Собственная резонансная частота фильтра ω_0 должна быть ограничена условием

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \leqslant \frac{\omega_\sim}{2}, \tag{9.49}$$

откуда

$$LC \geqslant \frac{4}{\omega_\sim^2}. \tag{9.50}$$

При сопоставлении (9.50) с (9.46) получаем условие отсутствия резонансных явлений в фильтре:

$$k_ф \geqslant 3. \tag{9.51}$$

§ 9.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Изменение напряжения на входе выпрямителя (колебания напряжения питающей сети) и изменение величины нагрузки приводит к уходу выпрямленного напряжения от его номинального значения. В тех случаях, когда схемы промышленной электроники требуют для своего питания достаточно стабильных напряжений, между выпрямителем и нагрузкой включают специальные стабилизаторы напряжения. Возможно также включение стабилизаторов переменного напряжения на входе выпрямителя. Стабилизатор напряжения поддерживает напряжение на нагрузке в установленном допуске при изменении напряжения сети и сопротивления нагрузки в определенных пределах.

Основным параметром, характеризующим работу стабилизатора, является *коэффициент стабилизации*, равный отношению относительного изменения напряжения на входе к относительному изменению напряжения на выходе стабилизатора. Коэффициент стабилизации по напряжению.

$$k_{\text{ст }U} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх н}}}{\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых н}}}, \qquad (9.52)$$

где

$$\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}};$$

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых min}}.$$

Здесь $U_{\text{вх н}}$ и $U_{\text{вых н}}$ — номинальные значения напряжения на входе и выходе стабилизатора.

Для различного типа стабилизаторов коэффициент стабилизации может меняться в широких пределах — от единиц до тысяч.

Рис. 9.19

Все стабилизаторы по своему назначению делятся на стабилизаторы постоянного и переменного напряжения, а по методу стабилизации — на параметрические и компенсационные.

По точности поддержания стабилизируемой величины стабилизаторы принято делить на группы:

1) низкой точности, с нестабильностью выходной величины более 2,5%;

2) средней точности — от 0,5 до 2,5%;

3) высокой точности — от 0,1 до 0,5%;

4) прецизионные — менее 0,1%.

В *стабилизаторах параметрического типа* напряжение на выходе практически не изменяется при изменении входного напряжения или сопротивления нагрузки за счет перераспределения токов и напряжений между элементами схемы. В параметрических стабилизаторах обязательно используют нелинейные элементы. Обобщенная схема такого стабилизатора состоит из двух элементов — линейного R_1 и нелинейного R_2 (рис. 9.19,*а*). На графиках рис. 9.19,*б*, где приведены вольт-амперные характеристики отдельных элементов и схемы в целом, видно, что при изменении в сравнительно больших пределах входного напряжения напряжение на выходе, снимаемое с нелинейного элемента, меняется незначительно, так как большая часть приращения входного напряжения падает на линейном элементе, характеристика которого проходит более круто.

В *стабилизаторах компенсационного типа* напряжение на выходе практически не изменяется с изменением входного напряжения или

сопротивления нагрузки за счет специального регулируемого элемента схемы, который управляется цепью отрицательной обратной связи. Обобщенная структурная схема компенсационного стабилизатора приведена на рис. 9.20. Регулируемый элемент, сопротивление которого может изменяться в определенных пределах, включается последовательно с нагрузкой. Измерительный элемент реагирует на отклонение выходного напряжения от номинального значения. Усилитель усиливает сигнал, поступающий с измерительного элемента, и воздействующий на регулируемый элемент.

Существуют стабилизаторы, в которых одновременно используются параметрический и компенсационный методы стабилизации. Такие

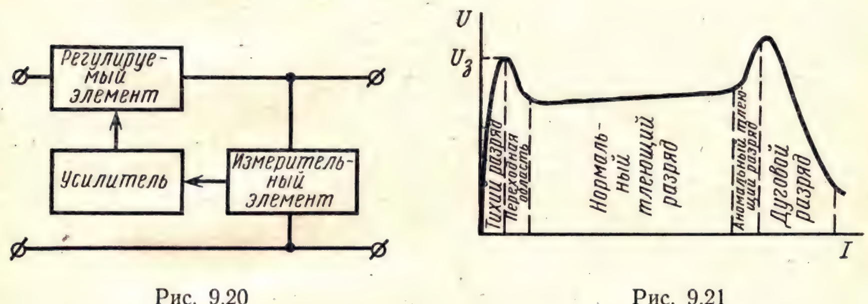


Рис. 9.20 Рис. 9.21

стабилизаторы называют комбинированными или компенсационно-параметрическими.

В стабилизаторах применяют целый ряд специфических *нелинейных элементов*, к которым относятся в первую очередь газоразрядные и полупроводниковые стабилитроны, дроссели насыщения и емкостные нелинейные элементы.

Газоразрядные стабилитроны представляют собой лампы с холодным катодом, наполненные смесью инертных газов (неон с криптоном или аргоном, гелий с аргоном). Лампа работает в режиме тлеющего разряда и является типичным нелинейным сопротивлением типа R_U.

На рис. 9.21 представлена типичная вольт-амперная характеристика газоразрядного стабилитрона. Начальный участок характеристики соответствует так называемому тихому несамостоятельному разряду, когда возникновение тока и его увеличение обусловлены главным образом внешними ионизирующими факторами. При увеличении напряжения до порога зажигания $U_з$ начинается нормальный тлеющий разряд, при котором появляется свечение газа. Ток возрастает, а напряжение несколько падает. Величина тока при нормальном тлеющем разряде определяется приложенным к стабилитрону напряжением и величиной ограничивающего сопротивления R, которое включено последовательно с стабилитроном. При нормальном тлеющем разряде ток может изменяться в довольно широких пределах, а напряжение на стабилитроне остается практически постоянным. Последнее объясняется тем, что с повышением тока увеличивается поверхность свече-

ния газа и уменьшается сопротивление газового промежутка. Когда газ начинает светиться по всей поверхности, начинается аномальный тлеющий разряд, переходящий затем в дуговой.

Полупроводниковые стабилитроны (опорные диоды) являются нелинейными сопротивлениями типа R_U. У них используется участок вольт-амперной характеристики, расположенный за точкой пробоя A (рис. 9.22). Увеличение тока ограничивается допустимой мощностью рассеяния. Параметры полупроводниковых стабилитронов зависят от температуры окружающей среды, что заставляет применять в схемах специальные меры для температурной компенсации.

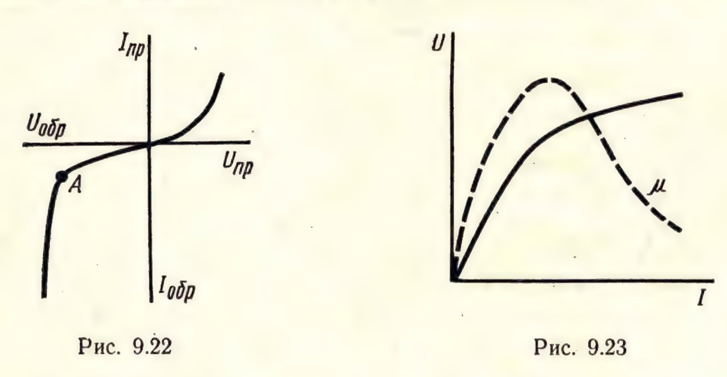


Рис. 9.22

Рис. 9.23

Дроссели насыщения являются нелинейными индуктивными сопротивлениями. Нелинейность дросселя насыщения определяется нелинейной зависимостью магнитной индукции ферромагнитного материала от напряженности магнитного поля. На графике рис. 9.23 представлена зависимость напряжения на зажимах дросселя от проходящего по нему тока, которая является кривой намагничивания стали. Загиб кривой объясняется тем, что увеличение тока и пропорциональное увеличение магнитной индукции приводит к уменьшению коэффициента магнитной проницаемости стали μ (пунктирная кривая на графике). Соответствующее уменьшение индуктивности дросселя уменьшает и его сопротивление переменному току.

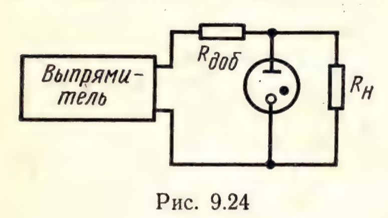


Рис. 9.24

Емкостные нелинейные элементы выполняют на базе диэлектриков, диэлектрическая проницаемость которых зависит от напряженности электрического поля (титанат бария и другие сегнетодиэлектрики). По своим характеристикам они аналогичны дросселям насыщения.

В параметрических стабилизаторах постоянного тока применяют газоразрядные и кремниевые стабилитроны.

Схемы стабилизаторов на газоразрядных стабилитронах в основном соответствуют приведенной ранее обобщенной схеме (см. рис. 9.19,*а*).

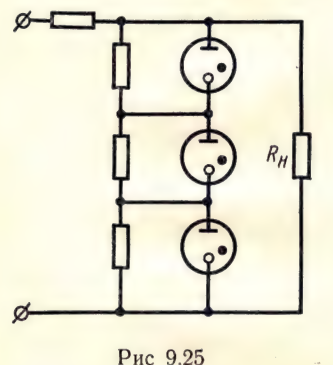
Нагрузка включается параллельно нелинейному элементу — стабилитрону (рис. 9.24).

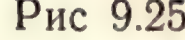
Если изменяется входное напряжение, то соответственно изменяются ток через стабилитрон и падение напряжения на активном линейном сопротивлении. Напряжение на зажимах стабилитрона, а следовательно, и на нагрузке практически не меняется.

При изменении сопротивления нагрузки происходит перераспределение токов между ней и стабилитроном. При этом суммарный ток через добавочное сопротивление остается неизменным и падение напряжения на нем практически не меняется.

Можно показать, что коэффициент стабилизации такой схемы определяется следующим выражением:

$$k_{\text{ст}\,U} \approx \frac{R_{\text{доб}} U_{\text{вых н}}}{R_{\text{ст}} U_{\text{вх н}}}, \tag{9.53}$$




Рис 9.25

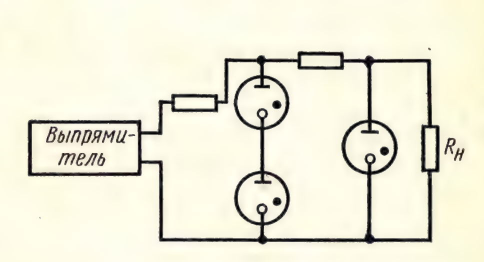


Рис. 9.26

где $R_{\text{доб}}$ — величина добавочного сопротивления; $R_{\text{ст}}$ — динамическое сопротивление стабилитрона.

Следовательно, при заданном выходном напряжении коэффициент стабилизации увеличивается при уменьшении динамического сопротивления стабилитрона или при увеличении линейного сопротивления.

Динамическое сопротивление зависит от типа стабилитрона и лежит в пределах от сотен ом до одного мегома для газоразрядных стабилитронов и от долей ома до сотен ом для полупроводниковых. Напряжение на входе стабилизатора должно быть достаточным для зажигания стабилитрона (обычно на 40—50 В выше рабочего напряжения).

Коэффициент стабилизации таких схем обычно лежит в пределах 10—25. Нестабильность выходного напряжения порядка $\pm 2\%$.

В связи с большим разбросом параметров отдельных экземпляров стабилитронов одного типа их нельзя включать параллельно. Последовательное соединение применяется при необходимости стабилизации высокого напряжения. В этом случае стабилизированное напряжение будет равно сумме падений напряжения на всех стабилитронах. При этом стабилитроны шунтируют цепочкой сопротивлений для обеспечения одновременного зажигания (рис. 9.25). В такой схеме

можно снять несколько различных стабилизированных напряжений с разных точек цепочки стабилитронов.

Для повышения точности стабилизации используют каскадную схему (рис. 9.26), требующую высокого входного напряжения, превышающего стабилизированное в несколько раз. Коэффициент стабилизации такой схемы равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных каскадов.

Стабилизаторы на полупроводниковых стабилитронах можно строить по аналогичным схемам. В схеме рис. 9.27 последовательно с стабилитроном включен термистор. Поскольку полупроводниковый ста-

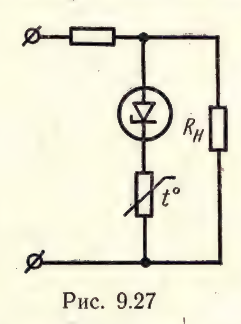


Рис. 9.27

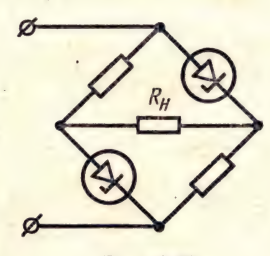


Рис. 9.28

билитрон обладает положительным температурным коэффициентом, а термистор — отрицательным, при таком включении достигается температурная компенсация изменений выходного напряжения. Для этой же цели вместо термистора можно включать и полупроводниковые диоды, обладающие отрицательным температурным коэффициентом.

Более широко применяются мостовые схемы с полупроводниковыми стабилитронами (рис. 9.28). Входное напряжение подается на одну диагональ моста, а стабилизированное снимается с другой диагонали. Коэффициент стабилизации мостовых схем значительно выше, чем обычных.

Простейшие схемы стабилизаторов на стабилитронах обладают рядом недостатков:

1) сравнительно низкий коэффициент стабилизации;
2) возможность стабилизации только при малых токах нагрузки;
3) низкий к. п. д.;
4) отсутствие регулировки выходного напряжения.

Электронные стабилизаторы постоянного напряжения относятся к компенсационному типу. Они делятся на две основных группы:

1) с последовательным регулируемым элементом;
2) с параллельным регулируемым элементом.

Принцип работы компенсационных стабилизаторов хорошо иллюстрируется эквивалентными схемами, приведенными на рис. 9.29.

Рис. 9.29,*а* соответствует схеме с последовательным регулируемым элементом, в качестве которого используют реостат $R_р$. Сопротивление реостата регулируется таким образом, чтобы при изменении входного напряжения или сопротивления нагрузки $R_н$ напряжение на выходе не изменялось. Очевидно, что увеличение входного напряжения или

сопротивления нагрузки требует увеличения сопротивления $R_р$, а их уменьшение — соответствующего уменьшения сопротивления $R_р$.

В схеме рис. 9.29,*б* последовательно с нагрузкой включается добавочное сопротивление $R_д$, а параллельно нагрузке потенциометр $R_р$. Для поддержания выходного напряжения неизменным сопротивление выходной ветви потенциометра должно уменьшаться при увеличении входного напряжения или сопротивления нагрузки и увеличиваться при их уменьшении.

В ламповых электронных стабилизаторах в качестве регулируемых элементов используют электронные лампы, сопротивление которых

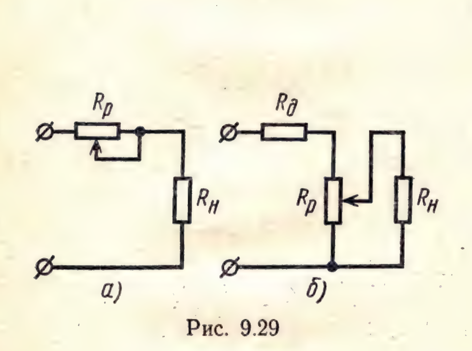


Рис. 9.29

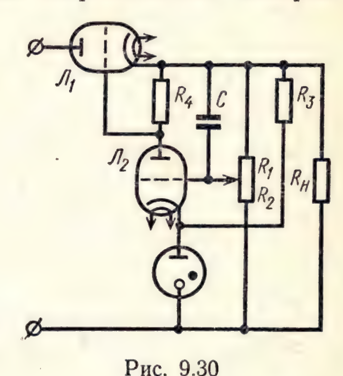


Рис. 9.30

может изменяться в широких пределах при изменении напряжения управляющей сетки. Усилитель также выполняется на электронной лампе, а в качестве измерительного элемента используют делитель напряжения с стабилитроном в одном из плеч. Стабилитрон служит источником опорного напряжения $U_{оп}$, с которым сравнивается выходное напряжение для получения сигнала отклонения его от номинального значения. Одна из наиболее распространенных схем ламповых электронных стабилизаторов с последовательным включением регулируемого элемента приведена на рис. 9.30. На сетку усилительной лампы $Л_2$ поступает разность напряжений на стабилитроне и на резисторе R_2, являющемся нижним плечом делителя R_1, R_2:

$$U_{c2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{вых} - U_{оп} = \alpha U_{вых} - U_{оп}, \qquad (9.54)$$

где α — коэффициент деления делителя R_1, R_2.

При этом делитель выбран так, что на сетку поступает отрицательное напряжение.

Лампа $Л_2$ является усилителем постоянного тока с анодной нагрузкой R_4, напряжение с которой поступает на сетку регулируемой лампы $Л_1$. В качестве регулируемых ламп обычно применяют триоды или пентоды в триодном соединении. При больших токах нагрузки используют параллельное включение регулируемых ламп.

Если входное напряжение увеличивается, соответственно увеличивается выходное напряжение и напряжение на резисторе R_2. По-

скольку напряжение на стабилитроне остается при этом практически неизменным, отрицательное напряжение U_{c2} уменьшается по абсолютной величине. Анодный ток лампы $Л_2$ увеличивается, вызывая увеличение падения напряжения на анодной нагрузке и, следовательно, увеличение отрицательного напряжения на сетке регулируемой лампы $Л_1$. Сопротивление регулируемой лампы и падение напряжения на нем возрастут, что приведет к соответствующему уменьшению выходного напряжения. При правильно выбранных параметрах схемы выходное напряжение остается практически неизменным. Аналогично схема работает и при изменении сопротивления нагрузки.

Схема электронного стабилизатора отличается весьма малой инерционностью и реагирует не только на медленные, но и на быстрые изменения напряжения. Поэтому электронный стабилизатор одновременно выполняет роль сглаживающего фильтра. Для улучшения фильтрации верхнее плечо делителя R_1, R_2 обычно шунтируют конденсатором C. Если для основной гармоники выпрямленного напряжения емкостное сопротивление конденсатора много меньше сопротивления резистора R_1, коэффициент деления α по переменным составляющим приближается к единице. Следовательно, относительная величина переменных составляющих на сетке усилительной лампы увеличивается в $1/\alpha$ раз.

Электронными стабилизаторами можно плавно регулировать величину выходного напряжения, изменяя коэффициент деления α. При этом изменяется напряжение на сетке регулируемой лампы и ее сопротивление. Естественно, что такую регулировку можно осуществлять только в определенных пределах, так как при большом отрицательном напряжении на сетке лампа $Л_2$ окажется запертой.

Можно показать, что коэффициент стабилизации таких схем определяется следующим выражением:

$$k_{\text{ст}\,U} \approx \alpha\mu_1 \frac{\mu_2 R_4}{R_{i2} + R_4} \frac{U_{\text{вых н}}}{U_{\text{вх н}}}, \tag{9.55}$$

где μ_1 и μ_2 — коэффициенты усиления ламп $Л_1$ и $Л_2$; R_{i2} — внутреннее сопротивление лампы $Л_2$.

Следовательно, при заданном выходном напряжении коэффициент стабилизации увеличивается с увеличением коэффициентов усиления ламп. Обычно коэффициент стабилизации таких схем лежит в пределах 50—200, а при двухкаскадных усилителях постоянного тока может доходить до нескольких тысяч.

Электронные стабилизаторы с параллельным включением регулируемой лампы обычно используют в тех случаях, когда нужно получить высокое стабилизированное напряжение при малых токах нагрузки, например, для питания анодов электронно-лучевых трубок. На рис. 9.31 приведена одна из возможных схем такого стабилизатора. Регулируемая лампа $Л_1$ управляется усилителем на лампе $Л_2$. При увеличении выходного напряжения возрастает напряжение на резисторе R_2, увеличивается отрицательное смещение на сетке лампы $Л_2$, что вызывает уменьшение ее анодного тока и соответственно падение напряжения на резисторе R_3. Уменьшение отрицательного напряже-

ния на сетке лампы $Л_1$ увеличивает ее анодный ток, что приводит к увеличению падения на добавочном сопротивлении $R_д$ и соответствующему уменьшению выходного напряжения. При правильно выбранных параметрах схемы выходное напряжение остается практически неизменным. При увеличении тока нагрузки ток регулируемой лампы уменьшается, а суммарный ток и выходное напряжение не уменьшаются.

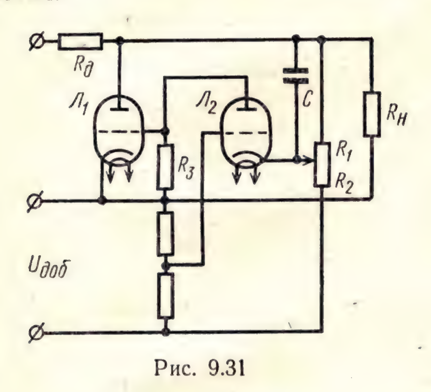


Рис. 9.31

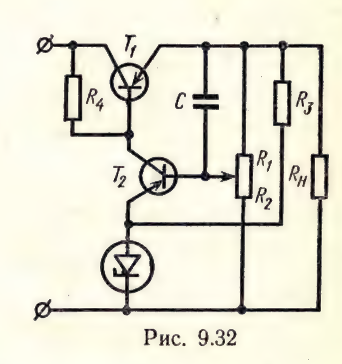


Рис. 9.32

Ламповые электронные стабилизаторы компенсационного типа могут применяться при токах от единиц микроампер до нескольких ампер и напряжениях от сотен вольт до десятков киловольт.

Электронные стабилизаторы на транзисторах по принципу действия не отличаются от ламповых. Регулируемый транзистор также может включаться последовательно с нагрузкой и параллельно ей. Схема с последовательным включением регулируемого транзистора приведена на рис. 9.32. Она полностью повторяет аналогичную ламповую схему (см. рис. 9.30). Основным отличием является полярность напряжения сигнала рассогласования, который в данном случае должен быть положительным. В усилителе постоянного тока (транзистор T_2) используют транзисторы с большим коэффициентом усиления по току, а в качестве регулируемого транзистора T_1 должен выбираться транзистор, у которого допустимый ток коллектора превышает ток нагрузки стабилизатора. Если ток нагрузки превышает допустимый для данного транзистора, применяют шунтирование его резистором или параллельное включение транзисторов. В последнем случае для равномерного распределения токов между транзисторами в цепи базы или эмиттера включают резисторы небольшого сопротивления.

При больших выходных напряжениях иногда применяют последовательное включение нескольких регулируемых транзисторов.

Если выходное напряжение возросло, то напряжение эмиттер—база транзистора T_2 возрастает и соответственно увеличивается ток коллектора. Увеличение падения напряжения на резисторе R_4 приводит к уменьшению напряжения эмиттер — база транзистора и его сопротивление увеличивается, компенсируя увеличение выходного напряжения. Аналогично схема работает и при увеличении сопротив-

ления нагрузки. Конденсатор C способствует лучшему сглаживанию пульсаций входного напряжения.

Как и в стабилизаторах на лампах, в делителе R_1, R_2 можно поставить переменный резистор для регулировки выходного напряжения. Коэффициент стабилизации лежит в пределах 50—80, а для получения бóльших его значений можно применить многокаскадные усилители постоянного тока. В некоторых случаях для повышения стабильности используют термокомпенсацию измерительного элемента.

Для получения низких напряжений применяют стабилизаторы с параллельным включением регулируемого транзистора и нагрузки.

Электронные стабилизаторы обеспечивают высокую точность поддержания стабилизированного напряжения, значительное ослабление пульсаций и возможность регулировки выходного напряжения. К недостаткам электронных стабилизаторов относятся малый к. п. д. и низкая эксплуатационная надежность. У транзисторных стабилизаторов эти недостатки выражены меньше, чем у ламповых.

Параметрические стабилизаторы переменного напряжения могут быть построены на стабилитронах. Для этой цели используют схему с двумя стабилитронами, включенными параллельно, но в противоположной полярности. Напряжение зажигания стабилитронов $U_з$ должно быть ниже амплитудного значения стабилизированного напряжения. В положительные полупериоды зажигается один из стабилитронов, а в отрицательные — другой. Напряжение на выходе схемы ограничивается рабочим напряжением стабилитронов. Схема очень проста, но в связи с вносимыми искажениями формы синусоидального напряжения на практике применяется редко.

В основном для параметрических стабилизаторов переменного напряжения используют реактивные линейные и нелинейные элементы. Простейшие стабилизаторы выполняют в соответствии с обобщенной схемой, приведенной на рис. 9.19,*а*. На рис. 9.33 представлены возможные варианты таких электромагнитных стабилизаторов. Нелинейными элементами являются насыщенные дроссели $Др_1$, а в качестве линейных элементов используют либо ненасыщенный дроссель $Др_2$ (рис. 9.33,*а*), либо конденсатор C (рис. 9.33,*б*). Обычно насыщенные дроссели выполняют и роль повышающих трансформаторов, чтобы довести величину стабилизированного напряжения до номинального напряжения сети. По принципу работы эти стабилизаторы аналогичны рассмотренным ранее стабилизаторам постоянного напряжения на стабилитронах.

На рис. 9.34,*а* приведены вольт-амперные характеристики насыщенного дросселя $Др_1$, нагрузки R и ненасыщенного дросселя $Др_2$. Характеристики U_R и $U_\sim$ представляют зависимости напряжения на нагрузке и напряжения сети от общего тока стабилизатора. На характеристиках отчетливо видно, что $\Delta U_R \ll \Delta U_\sim$ и, следовательно, схема обладает стабилизирующими свойствами.

Такие стабилизаторы имеют ряд существенных недостатков:

1) низкий коэффициент стабилизации (обычно не выше 4—5);

2) малый к. п. д. из-за больших потерь в стали;

3) значительное искажение формы напряжения.

Схема с конденсатором (см. рис. 9.33,*б*) обладает несколько лучшими свойствами. На рис. 9.34,*б* приведены вольт-амперные характеристики для этой схемы. Характеристики $Др_1$, R и U_R аналогичны приведенным для предыдущей схемы. Вольт-амперная характеристика конденсатора C изображена с учетом сдвига по фазе на 180° напряжений на дросселе и конденсаторе. Поэтому напряжение питающей сети $U_\sim$ равно разности этих напряжений. Характеристика $U_\sim$ в этом случае имеет три характерных участка — первый *оа*, на котором напряжение растет с увеличением тока, второй *аб*, на котором с увеличением тока напряжение падает, и третий *бв*, на котором с увеличением тока напряжение снова растет. В точке *б* напряжения на дросселе и конденсаторе равны по абсолютной величине, что соответствует резонансу напряжений. Поэтому такие стабилизаторы называют *феррорезонансными*.

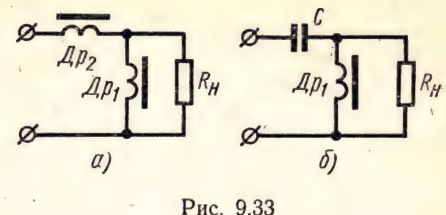


Рис. 9.33

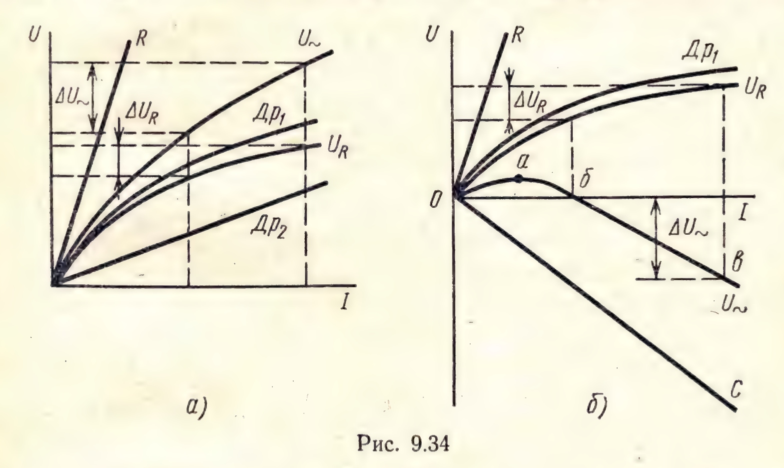


Рис. 9.34

Поскольку на участке *аб* сопротивление схемы носит отрицательный характер, этот участок является неустойчивым и при изменении напряжения ток на нем изменяется скачком. Для устойчивой работы схемы на участке *бв* напряжение на конденсаторе выбирается в 1,5—2 раза большим, чем на дросселе.

По сравнению со схемой с двумя дросселями к. п. д. и коэффициент стабилизации здесь примерно в 2 раза выше. Однако в этой схеме величина стабилизированного напряжения меняется при уходе частоты питающей сети в связи с изменением реактивных сопротивлений конденсатора и дросселя.

Недостатки рассмотренных схем существенно уменьшаются с использованием параллельного резонансного контура и специальной компенсационной обмотки (рис. 9.35,*а*). На рис. 9.35,*б* приведены

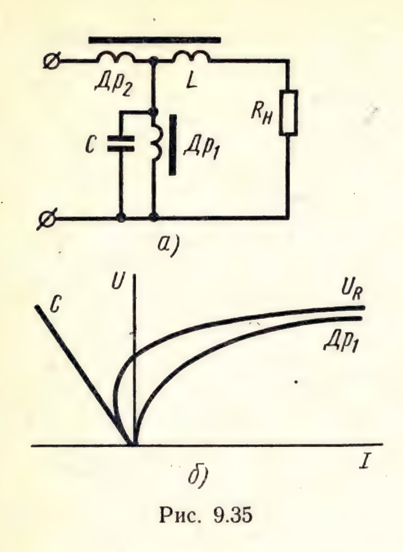


Рис. 9.35

вольт-амперные характеристики для этой схемы. Характеристики насыщенного дросселя $Др_1$ и конденсатора C отложены в разные стороны от оси ординат, так как токи в них сдвинуты по фазе на 180°. Характеристика U_R представляет зависимость напряжения на нагрузке от общего тока стабилизатора. Как и в предыдущей схеме здесь имеется неустойчивый участок с отрицательным сопротивлением. Для устойчивой работы схемы необходимо, чтобы рабочий участок был расположен правее области, где имеют место скачкообразные изменения напряжения. Как видно из приведенных характеристик, при использовании параллельного резонансного контура уменьшается общий ток, потребляемый стабилизатором, и относительные изменения напряжения на нагрузке при уменьшении общего тока. Поэтому такие стабилизаторы обладают достаточно большими к. п. д. и коэффициентом стабилизации.

Последовательно с нагрузкой включается компенсационная обмотка L, намотанная на общем сердечнике с дросселем $Др_2$. Напряжение на зажимах этой обмотки U_L прямо пропорционально напряжению и току дросселя $Др_2$ и находится в противофазе с падением напряжения на дросселе $Др_1$. Компенсационная обмотка включается таким образом, чтобы напряжение на нагрузке определялось разностью напряжений $U_{др1}$ и U_L, при этом напряжение на нагрузке будет изменяться меньше и коэффициент стабилизации дополнительно возрастет. В схеме с параллельным контуром коэффициент стабилизации достигает 20—25.

Поскольку напряжение на выходе схемы меньше сетевого, дроссель $Др_1$ обычно выполняют по схеме повышающего автотрансформатора.

В настоящее время феррорезонансные стабилизаторы используют сравнительно редко. Лучшие результаты обеспечивают компенсационные стабилизаторы переменного тока с насыщенными дросселями или с тиристорами.

В рассмотренных раньше электронных стабилизаторах напряжения регулируемый элемент включался в цепи постоянного тока. В *дроссельном стабилизаторе* насыщенный дроссель включается в цепь переменного тока, что позволяет стабилизировать как переменное, так и постоянное напряжение. Соответствующие схемы приведены на рис. 9.36.

Насыщенный дроссель $Др$ имеет две одинаковые обмотки P_1 и P_2, включенные последовательно с нагрузкой, которой в схеме стабилизации переменного напряжения является согласующий трансформатор $Тр$, а в схеме стабилизации постоянного напряжения — выпрямитель.

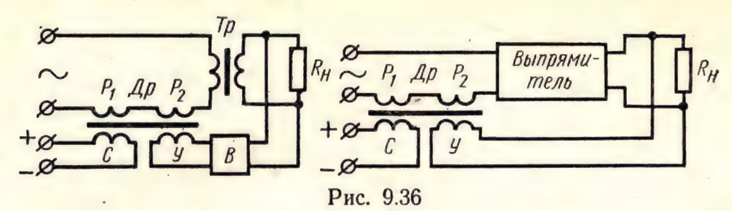


Рис. 9.36

Кроме основных рабочих обмоток у дросселя имеется управляющая обмотка *У*, которая питается с выхода стабилизатора постоянным током (в первой схеме для этой цели используют специальный выпрямитель) и так называемая обмотка смещения *С*, которая питается от независимого источника постоянного напряжения. Обмотка смещения включена таким образом, что создаваемый ею магнитный поток направлен навстречу магнитному потоку управляющей обмотки и превышает его по абсолютной величине.

При увеличении выходного напряжения увеличиваются ток и магнитный поток управляющей обмотки. При этом суммарный магнитный поток, равный разности магнитных потоков обмотки смещения и управляющей обмотки, уменьшается. Уменьшение подмагничивающего потока приводит к увеличению индуктивности рабочих обмоток, а следовательно, и к увеличению падения напряжения на них. При правильном выборе параметров схемы напряжение на выходе стабилизатора будет оставаться практически неизменным.

Такая простейшая схема обладает небольшим коэффициентом стабилизации, но он может быть значительно повышен, если дополнительно включить в схему усилитель и измерительный элемент. В схемах дроссельных стабилизаторов применяют магнитные, тиристорные, ламповые и транзисторные усилители. В качестве измерительных элементов используют стабилитроны, насыщенные диоды и нелинейные мосты.

На рис. 9.37 приведена одна из схем дроссельных стабилизаторов, применяемых в устройствах промышленной электроники. В этой схеме используют насыщенный дроссель с внутренней обратной связью, которая осуществляется диодами $Д_1$ и $Д_2$, включенными последовательно с рабочими обмотками P_1 и P_2. Управляющая обмотка *У* включена в выходную цепь транзисторного усилителя, а обмотка смещения *С* подсоединена параллельно выходу стабилизатора. Переменный резистор R_4 изменяет магнитный поток, создаваемый обмоткой смещения, и позволяет выбрать рабочую точку на характеристике дросселя. Уси-

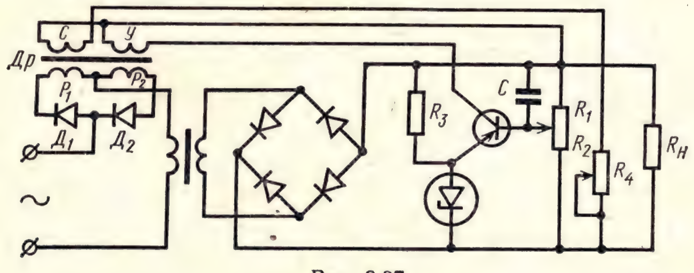


Рис. 9.37

литель и измерительный элемент выполнены одинаково с электронным стабилизатором на транзисторах, рассмотренным раньше (см. рис. 9.32).

Коэффициент стабилизации такой схемы достигает 60—80. Форма кривой переменного напряжения здесь существенно искажается благодаря искажению формы кривой магнитного потока в сердечнике трансформатора. Поэтому эти стабилизаторы целесообразно использовать для стабилизации выпрямленного напряжения, когда такие искажения не играют роли.

Контрольные вопросы

1. Какие типы электрических вентилей применяют в выпрямителях?
2. Какие требования предъявляют к электрическим вентилям?
3. Охарактеризуйте основные параметры выпрямителей.
4. Как можно классифицировать выпрямители?
5. Выведите математические выражения для основных параметров однополупериодной схемы выпрямителя.
6. Как построена двухполупериодная схема выпрямителя и какими преимуществами она обладает?
7. Чем отличается мостовая схема выпрямителя от схемы с нулевым выводом?
8. Какие схемы выпрямителей применяются в трехфазных сетях?
9. Чем отличается работа выпрямителя на встречную э.д.с.?
10. Как влияют индуктивный и емкостный характер нагрузки на работу выпрямителя?
11. Как осуществляют удвоение и умножение напряжения в схемах выпрямителей?
12. Как регулируют выпрямленное напряжение в управляемых выпрямителях?
13. Что называют коэффициентом фильтрации?
14. Какие простейшие схемы можно использовать в качестве сглаживающих фильтров?
15. Как построены индуктивно-емкостные сглаживающие фильтры?
16. Что называют коэффициентом стабилизации?
17. На какие группы делят стабилизаторы по точности поддержания стабилизируемой величины?
18. Чем отличаются стабилизаторы параметрического и компенсационного типа?
19. Какие нелинейные элементы используют в стабилизаторах?
20. По каким схемам могут быть построены стабилизаторы на стабилитронах?
21. Опишите работу электронных стабилизаторов постоянного напряжения с последовательным и параллельным включением регулируемого элемента.
22. Какие стабилизаторы применяют для стабилизации переменного напряжения?
23. Как работает феррорезонансный стабилизатор?

ЛИТЕРАТУРА

1. Браммер Ю. А. и др. Радиотехника. Изд. 2-е. Изд-во «Высш. школа», 1969.
2. Буланов Ю. А., Усов С. Н. Усилители и радиоприемные устройства. Изд-во «Высш. школа», 1971.
3. Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. Изд-во «Советское радио», 1972.
4. Калашников А. М., Степук Я. К. Основы радиотехники и радиолокации. Колебательные системы. Изд. 3-е. Воениздат, 1965.
5. Кризе С. Н. Усилительные устройства. Изд-во «Связь», 1968.
6. Рогинский В. Ю. Электропитание радиоустройств. Изд. 2-е. Изд-во «Энергия», 1971.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава VII

Триггеры

Глава VIII

Логические устройства

Глава IX

Выпрямительные устройства

Криштафович Алексей Константинович

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Редактор Г. А. Сорокина
Переплет художника Ю. Д. Федичкина
Художественный редактор Т. М. Скворцова
Технический редактор З. В. Нуждина
Корректор М. М. Малиновская

Т—12596. Сдано в набор 12/I—76 г. Подп. к печати 2/VIII—76 г. Формат $60\times90^1/_{16}$. Бум. тип. № 2. Объем 18 печ. л. Усл. п. л. 18. Уч.-изд. л. 18,21. Издат. № ЭР-206. Зак. 95. Тираж 50 000 экз. Цена 70 коп.

План выпуска литературы для вузов и техникумов издательства «Высшая школа» на 1976 г. Позиция 254.

Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14, Издательство «Высшая школа»

Ярославский полиграфкомбинат Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 150014, Ярославль, ул. Свободы, 97.

№ 2.
) экз.

76 г.

Ми-

Цена 70 коп.

1976
«ВЫСШАЯ ШКОЛА»
МОСКВА

А. К. КРИШТАФОВИЧ ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА